



Université Mohamed Khider – Biskra

Faculté des Sciences et de la technologie

Département :

Ref :

جامعة محمد خيضر بسكرة

كلية العلوم و التكنولوجيا

قسم:

المرجع:

Thèse présentée en vue de l'obtention
Du diplôme de
Doctorat en sciences

Spécialité (Option) : ELECTROTECHNIQUE

**Gestion Optimale D'énergie d'une Chaine de
Production Electrique Renouvelable**

Présentée par :

TIAR Mourad

Soutenue publiquement le: 13 / 04 /2017

Devant le jury composé de :

Mr. S.E.ZOUZOU	Professeur	Université de Biskra	Président
Mr. A.BETKA	Professeur	Université de Biskra	Directeur de thèse
Mr. S.DRID	Professeur	Université de Batna	Co-Directeur
Mr. M.S.NAIT.SAID	Professeur	Université de Batna	Examineur
Mr.K.BARRA	Professeur	Université d'Oum EL Bouaghi	Examineur
Mr.T.BAHI	Professeur	Université de Annaba	Examineur

REMERCIEMENTS

Remerciements

Je remercie vivement Dieu le tout puissant car c'est grâce à sa volonté que j'ai réussi de terminer mon travail et arriver à ce point.

Les travaux de recherche présentés dans cette thèse ont été réalisées au sein du Laboratoire de Génie Electrique de Biskra (LGEB), que je remercie vivement le directeur, le Professeur Salah Eddine ZOUZOU pour les facilités, et la mise à disposition des moyens du laboratoire.

Je tiens à exprimer mes vifs remerciements à mes encadrateurs, Monsieur : **BETKA Achour**, Professeur à l'université Mohamed KHEIDER de Biskra, et Monsieur : **DRID Said**, Professeur à l'université de Batna pour avoir dirigé mon travail ; avec leurs conseils et leur aide, qui m'ont toujours été précieux. Je suis profondément reconnaissant envers eux pour leurs disponibilités, leur patience et leurs rigueurs scientifiques, tout au long des années du travail collectif au sein du laboratoire LGEB de Biskra.

Je remercie Monsieur : ZOUZOU Salah Eddine, Professeur à l'université de Biskra, qui m'a fait l'honneur de présider le jury de cette thèse.

J'adresse également mes meilleurs sentiments de gratitude aux honorables membres du Jury qui ont accepté de juger ce travail, en commençant par Monsieur : NAIT SAID Mohamed Said, Professeur à l'université de Batna; Monsieur : BARRA Kamel, Professeur à l'université d'Oum El Bouaghi; et Monsieur : BAHY Tahar, Professeur à l'université de Annaba.

Je voudrais aussi exprimer ma gratitude et ma reconnaissance à Monsieur : MENADI Abdelkrim, Monsieur : OUCHEN Sabir et Madame : ABDEDDAIM Sabrina, qui m'ont soutenu tout au long de cette thèse. J'exprime aussi ma reconnaissance envers tous les membres et les Enseignants du département de génie électrique de l'université de Biskra.

Je remercie tout particulièrement mes collègues du labo LGEB pour la chaleureuse ambiance dans laquelle se sont déroulées ces années.

Au terme de ce travail, je tiens à remercier tous ceux qui y ont collaboré, directement ou indirectement, lors de ces années de thèse.

Enfin, je tiens remercier également mes parents et tous ma famille, qui m'ont aidé de prêt ou loin pour réaliser ce travail et sans oublier tous mes amis.

RESUME

Le travail présenté dans cette thèse traite une mise en œuvre en temps réel d'une gestion d'énergie optimale d'un système de génération hybride à petite échelle. Le système est constitué d'un module photovoltaïque et une pile à combustible, soutenus par un réseau électrique monophasé, alimentant une charge autonome à courant alternatif. Deux algorithmes de gestion d'énergie basés sur la logique floue garantissent au système de passer intelligemment entre deux modes de fonctionnement, en fonction de la demande de la charge, le niveau du gaz, et la disponibilité de la source solaire sont présentés. A cet effet, la pile à combustible et le réseau sont appelés à couvrir le manque signalé par le module photovoltaïque, qui délivre en permanence son maximum, via une MPPT par logique floue. En outre, la philosophie du SMART GRID est vérifiée, où un écoulement dans les deux sens de la puissance du réseau, est assuré par les différentes lois de commande suggérées. Pour étaler la faisabilité des lois de gestion proposées au système présentant des anomalies, une commande tolérante au défaut capteur et système est ajoutée. Son architecture repose sur l'utilisation de deux observateurs (filtre de Kalman, Luenberger à mode glissant), dotée d'un algorithme de vote. Pour contrecarrer à la deuxième anomalie, une reconfiguration de la commande est alors suggérée via l'ajout d'un mode de fonctionnement supplémentaire. Pour tester l'efficacité des algorithmes proposés, les résultats expérimentaux obtenus avec un profil de charge donnée sont présentés et commentés.

(Mots clés) - photovoltaïque, pile à combustible, logique floue, Backstepping, gestion d'énergie, Contrôle sans capteur, Commande tolérance aux défauts (FTC).

ABSTRACT

The work presented in this thesis deals with a real time implementation of an optimal power management of a small scale generation hybrid system. The system consists of a photovoltaic array and a fuel cell stack, supported by a single-phase grid that supplies a stand-alone AC load. Two proposed supervisory algorithms guarantee the system to switch smart between two operation modes, according to the load demand, the stored gas level and the PV availability. Obviously, the PV side DC-DC converter is controlled to track permanently the maximum power point by using a fuzzy logic MPPT method; whereas, the fuel cell stack and the grid converters are tuned to cover the remaining power, or alternatively, injecting the exceeding power to the utility. Besides, to extend the feasibility of such power management, in case of sub-systems failure, a fault tolerant control is adopted. In fact, two scenarios are proposed: in case of load sensor failure, a material redundancy is adopted via the use of two observers (Kalman filter and Luenberger - sliding mode estimator), and a voting algorithm. The second concerns a grid black-out (grid-off), and where an additional functioning mode is added to reconfigure the control strategy. To prove the effectiveness of the proposed algorithms, experimental results obtained with a given load profile are presented and commented.

(Key words)- Photovoltaic, Fuel cell, Fuzzy logic, Backstepping, Power management, sensorless control, fault tolerant control (FTC).

ملخص

هذا العمل يمثل دراسة مفصلة لتحكم مثالي لإدارة الطاقة من أجل نظام التغذية بالطاقة الشمسية مزود ببطارية وقودية الاحتراق و مدعم بشبكة كهربائية لتزويد الحمولة ذات تيار متناوب. العمل المنجز يهدف الى تصميم اثنين منضمين للطاقة اللذان يسمحان بصفة ذكية تعيين الصيغة المناسبة للتشغيل بدلالة تغيير الحمولة، مستوى الوقود البطارية و الطاقة المتاحة من طرف الوحدة الضوئية. بالمقابل التحكم في الوحدة الضوئية يتم عن طريق MPPT و يتم تشغيل البطارية وقودية و الشبكة الكهربائية من أجل تغطية الطاقة اللازمة لتلبية الطلب الحمولة، الفائض الطاقة الكهربائية يحال الى الشبكة الكهربائية. بالإضافة الشبكة الذكية SMART GRID التي تحقق سير الطاقة في الإتجاهين للشبكة الكهربائية . باعتماد طريقة التحكم قابل للخلل (FTC) يتم التحكم في النظام في حالة خلل في جهاز قياس التيار الحمولة او الخلل في الشبكة الكهربائية. لاختبار فعالية كل الأجهزة التحكم، يتم عرض النتائج التجريبية التي تم الحصول عليها مع التعليق.

كلمات المفتاحية: وحدة الضوئية، بطارية وقودية، التراجع الى وراء، ادارة الطاقة، استشعار الكهربائي، التحكم قابل للخلل (FTC).

LISTE DES SYMBOLES ET NOTATIONS UTILISES

I_{cc}	Courant de court-circuit du module photovoltaïque (A).
I_D	Courant de saturation inverse (A).
V_{oc}	Tension à circuit ouvert du module photovoltaïque (V).
V_{th}	Tension thermique (V).
I_{sh}	Courant shunt (A).
I_{pv}	Courant du module photovoltaïque (A).
V_{pv}	Tension du module photovoltaïque (V).
P_{pv}	Puissance du module photovoltaïque (W).
I_{pvdc}	Courant du module PV coté bus DC (A). .
I_{op}	Courant optimum du module PV(A).
V_{op}	Tension optimale du module PV (V).
P_{pv}	Puissance optimale du module PV (W)
C_{pv}	Capacité coté module PV (μF).
L_{pv}	Inductance coté module PV (mH).
R_s	Résistance série du module PV (Ω).
R_{sh}	Résistance shunt du module PV (Ω).
α_{mppt}	Rapport cyclique de l'hacheur boost du module PV.
MPPT	Recherche du point de puissance maximale.
Module PV	Module photovoltaïque

V_{cell}	Tension d'une cellule de la pile à combustible(V).
J	Densité de courant de la pile (A/m ²).
E_{oc}	Tension à circuit ouvert d'une cellule de la pile (V).
T_{ref}	Température de référence de la pile (°K).
T	Température actuelle (°K).
P_{O_2}	Pression d'oxygène (bar).
$F(i)$	Flux molaire de gaz (mole/s).
n_s	Nombre de cellules montées en séries.
η_F	Rendement faradique.
N	Nombre de moles d'électrons échangés par mole d'eau ($n = 2$ pour H_2 , $n = 4$ pour O_2).
$C_p(i)$	capacité molaire calorifique du gaz i (J.mole ⁻¹ .K ⁻¹).
T_{Pile}	Température de la pile (K).
T_{amb}	Température ambiante (K).
P_{th}	Puissance thermique (W).
ϕ_{gaz}	Flux évacué par les gaz (W/K).
ϕ_{ext}	Flux échangé avec l'extérieur par la pile.
ϕ_{ech}	Flux échange dans un échangeur par la pile (w/K).
U	Tension d'une cellule du stack de la pile (V).
U_{th}	Tension thermo neutre d'une cellule (V) ($U_{\text{th}}=1.48\text{V}$).
H_{ext}	Coefficient d'échange avec l'extérieur (W.K ⁻¹).

θ	Variation de température (K).
$I_{fc}, I_{fc\text{ref}}$	Courant actuel et de référence de la pile à combustible, respectivement (A).
I_{fcdc}	Courant de la pile côté bus DC (A).
V_{fc}	Tension de la pile (V).
P_{fc}, P_{refFC}	puissance actuelle et de référence de la pile à combustible, respectivement (W).
L_{fc}	Inductance coté hacheur de la pile (mH).
α_{fc}	Rapport cyclique de la pile.
PEMFC	Pile à combustible de type membrane d'échange de protons.
I_{ch}	Courant de la charge coté bus DC (A).
I_{ac}	Courant de la charge (A).
I_f	Courant du filtre L_f - C_f à la sortie de l'onduleur de charge (A).
$V_{ac}, V_{ac\text{ref}}$	Tension de la charge et sa référence, respectivement (V).
U	Tension modulée à la sortie de l'onduleur de charge (V)
L_f	Inductance du filtre (mH).
C_f	Capacité du filtre (μ F).
P_{ch}	Puissance de la charge (W).
$P_{\text{charge-dc}}$	Puissance de la charge côté PV (W).
P_{loss}	Pertes de puissance dans les convertisseurs (hacheur boost+onduleur) (W).
P_{net}	Puissance nette (W).
α_{ch}	Rapport cyclique de l'onduleur de charge.

I_g, I_{refg}	Courant du réseau et sa référence, respectivement (A).
$I_{gdc}, I_{gdc-ref}$	Courant du réseau coté bus DC (A).
$I_{amp-ref}$	Amplitude du courant de référence du réseau (A).
V_g	Tension du réseau (V).
V_{g-amp}	Amplitude de la tension du réseau (V).
P_g, P_{refg}	Puissance du réseau et sa référence, respectivement (W).
L_g	Inductance coté du réseau (mH).
α_g	Rapport cyclique de l'onduleur du réseau.
I_{dcref}	Courant de référence, collecté sur le bus DC (A).
V_{dc}, V_{dcref}	Tension du bus DC et sa référence, respectivement (V).
C_{dc}	Capacité du bus DC (μf).
I_{FK}	Courant estimé par l'observateur du filtre de Kalman (A).
$I_{Luen/MG}$	Courant estimé par l'observateur de Luenberger à mode glissant (A)
APU	Unité de puissance auxiliaire.
FLC	Contrôleur à logique flou.
Z	Pression du gaz normalisée.
dSPACE	Carte d'acquisition et de commande numérique.
RTI	Real Time Interface ;
ADC	Analog-to-Digital Converter
DAC	Digital to Analog Converter
PFTCS	Système de commande tolérante passive

AFTCS	Système de commande tolérante active
FTC	Commande tolérante aux défauts.
FDI	Détection de défaut et isolation (Fault Detection and Isolation).
SG	Réseau intelligent (Smart Grid).
AMR	Compteurs intelligents.
PAC	Pile à combustible.
EPAC	Emulateur de la pile combustible.
PLL	Circuit de verrouillage de phase.
MLI	Modulation de largeur d’impulsion.
FK	Filtre de Kalman.
Luen/MG	Luenberger à mode glissant.

TABLE DES MATIERES

Remerciements

Dédicace

Résumé

Abstract

ملخص

Liste notations et symboles

Table des matières

Liste des figures

Liste des Tableaux

Introduction générale 1

Chapitre 1 : Lecture sur les Stratégies de Gestion D'énergie

1.1	Introduction	5
1.2	Avantages et inconvénients d'un système hybride.....	5
1.3	Réseau intelligent (Smart Grid).....	6
1.4	Systèmes de stockage	6
1.4.1	Principe d'une pile à combustible.....	7
1.4.2	Différentes technologies	8
1.5	Différentes configurations des systèmes de génération hybrides.....	9
1.6	Différents configurations pour la gestion d'énergie des systèmes hybrides	10
1.7	Stratégies de gestion d'énergie des systèmes hybrides	12
1.7.1	Technique de séparation de fréquences (technique de filtrage)	13
1.7.2	Techniques basées sur la commande optimale	14
1.7.3	Technique basée sur la commande robuste (H_∞)	16
1.7.4	Techniques basées sur les méthodes globales	17
1.7.5	Techniques basées sur l'intelligence artificielle	19
A.	Les règles floues	19
B.	Les réseaux de Neurones artificiels	21
C.	La méthode multi-agent.....	22
1.8	Conclusion	22

Chapitre 2 : Modélisation d'un Système Electrique Hybride

2.1	Introduction	23
2.2	Modélisation du système	23
2.2.1	Modèles des sources à puissances finies	23
2.2.1.1	Modèle du module PV	23
2.2.1.2	Modèle de la pile à combustible PEMFC.....	28
2.3	Modèle dans l'espace d'état moyen des convertisseurs statiques	32
2.3.1	Modèle moyen du hacheur survolteur	33
2.3.2	Modèle moyen de l'onduleur monophasé	36
2.4	Dimensionnement et choix des éléments	38
2.4.1	Tension du bus DC	38
2.4.2	Module photovoltaïques et convertisseur associé	40
2.4.3	La pile à combustible et convertisseur associé	40
2.4.4	Réseau et convertisseur associé.....	42
2.4.5	Charge et convertisseur associé.....	43
2.5	Conclusion.....	45

Chapitre 3 : Description des Approches de Commande

3.1	Introduction	46
3.2	Description du gestionnaire d'énergie propose	46
3.2.1	Gestionnaire d'énergie avec régulation de la tension de bus continu	48
A.	Stratégie de gestion de puissance	48
B.	Contrôle de la tension du bus continu	52
3.2.2	Gestionnaire d'énergie sans régulation de tension du bus continu	55
3.3	Commande rapprochée des convertisseurs statiques	58
A.	Commande côté source photovoltaïque PV	58
B.	Commande côté pile à combustible	62
C.	Commande côté réseau monophasé.....	64
D.	Commande de l'onduleur côté charge	68
3.4	Conclusion	69

Chapitre 4 : Validations Expérimentale

4.1	Introduction.....	70
4.2	Description du banc d'essai	70
4.2.1	Isolation galvanique du convertisseur SEMIKRON	74
4.2.2	Carte dSPACE DS1104	75
4.2.3	Liaison Semikron - dSPACE.....	76

4.2.4 Mesure des grandeurs électriques	77
4.3 Validation expérimentale	78
4.4 Conclusion	85

Chapitre 5 : Commande Tolérante du Système Hybride

5.1 Introduction	86
5.2 Classification des méthodes de la commande tolérante aux défauts	86
5.2.1 Approches passives	86
5.2.2 Approches actives	87
5.3 Commande tolérante au défaut du capteur du courant de charge	90
5.3.1 Observateur du Luenberger par mode glissant	90
5.3.2 Observateur par le filtre de Kalman	92
5.4 Algorithmes de vote	94
5.4.1 Algorithmes de vote par la majorité	94
5.4.2 Algorithme de vote par moyenne pondérée	95
5.4.3 Algorithme de vote par maximum de vraisemblance	95
5.4.4 Algorithme de vote par la méthode d'Euler	96
5.5 Résultats expérimentaux	97
5.4.1 Commande tolérante lors d'un défaut du capteur du courant	97
5.4.2 Commande tolérante lors d'un défaut système	102
5.6 Conclusion	109
Conclusion générale et perspectives	110
Références bibliographies	112

LISTE DES FIGURES

Chapitre 1

Figure.1.1.	Classification des technologies du stockage d'énergie	7
Figure.1.2.	Principe de fonctionnement d'une pile à combustible PEMFC	8
Figure.1.3.	Configuration du système hybride à bus continu	10
Figure.1.4.	Configuration du système hybride à bus alternatif	10
Figure.1.5.	L'architecture de contrôle, dédiées à la gestion d'énergie : (a) centralisé, (b) distribué et (C) hybride	11
Figure.1.6.	Allure de la puissance de la charge (décomposée en deux composantes : moyenne et dynamique).....	13
Figure.1.7.	Stratégie de gestion d'énergie utilisant la méthode de séparation fréquentielle	13
Figure.1.8.	Gestion d'énergie par l'approche H_{∞}	17
Figure.1.9.	Conception du contrôleur H_{∞} pour le système hybride	17
Figure.1.10.	Gestion d'énergie par algorithme génétique d'un Micro-réseau	19
Figure.1.11.	Principe de la logique floue	20
Figure.1.12.	Structure d'un système hybride géré par la technique multi-agents	22

Chapitre 2

Figure.2.1.	Schéma synoptique de l'installation hybride	24
Figure.2.2.	Schéma équivalent du module solaire.	24
Figure.2.3.	Caractéristique (I-V) du module solaire aux conditions standards ($E=1000W/m^2$, $T=25^{\circ}C$)	26
Figure.2.4.	Caractéristiques électriques pour différentes valeurs d'irradiation à $T=25^{\circ}C$ (a) courbe I-V ; (b) courbe P-V.	28
Figure.2.5.	Caractéristiques électriques du module pour différentes valeurs température à $E= 1000W/m^2$: (a) courbe (I-V); (b) courbe (P-V).....	28
Figure.2.6.	Influence de la pression d'oxygène sur la caractéristique (V-J) de la pile à combustible PEMFC à $T = 35^{\circ}C$	32
Figure.2.7.	Influence de la température sur la caractéristique (V-J) de la pile à combustible PEMFC à $P_{O_2}= 1.4$ bar	32
Figure.2.8.	Schéma de principe d'un hacheur survolteur	33
Figure.2.9.	Circuit électrique équivalent de la première séquence de conduction.	34

Figure.2.10.	Circuit électrique équivalent de la deuxième séquence de conduction	35
Figure.2.11.	Schéma synoptique de l'onduleur monophasé en pont	36
Figure.2.12.	Caractéristiques d'un convertisseur boost.	39
Figure.2.13.	Convertisseur associé au module photovoltaïque.	40
Figure.2.14.	Caractéristique (I-V) de la pile utilisée.	41
Figure.2.15.	Convertisseur associé à la pile combustible	41
Figure.2.16.	Schématique de l'onduleur côté réseau	43
Figure.2.17.	Schématique de l'onduleur côté charge.	44

Chapitre 3

Figure.3.1.	Synoptiques du système hybride proposé et son contrôle.	47
Figure.3.2.	Schématique du premier superviseur flou.	48
Figure.3.3.	Organigramme du premier gestionnaire d'énergie.	50
Figure.3.4.	Fonctions d'appartenance pour les deux entrées ($P_{net}(W)$ et la pression normalisée(Z)).	51
Figure.3.5.	Contrôle de la tension du bus DC	52
Figure.3.6.	Régulation du bus continu par le FLC.	53
Figure.3.7.	Fonctions d'appartenance des deux entrées(e et de) et de la sortie.	54
Figure.3.8.	Schématique du deuxième gestionnaire d'énergie flou.	55
Figure.3.9.	Fonctions d'appartenance des trois entrées ($P_{net}(W)$, $V_{dc}(V)$, et (Z)) et des deux sorties ($P_{refg}(W)$ et $P_{refFC}(W)$).	57
Figure.3.10.	Schématique du contrôle MPPT flou du convertisseur coté PV.	59
Figure.3.11.	Structure du contrôleur MPPT flou	60
Figure.3.12.	Fonctions d'appartenance des deux entrées (e et de) et la sortie(da).	61
Figure.3.13.	Schématique de la commande en courant de la pile à combustible	63
Figure.3.14.	Schéma de principe du contrôle de l'onduleur du réseau	65
Figure.3.15.	Structure du PLL monophasé	66
Figure.3.16.	Commande par Hystérésis.	67
Figure.3.17.	Commande l'onduleur de la charge par Backstepping	68

Chapitre 4

Figure.4.1.	Banc d'essai expérimental.	71
Figure.4.2.	Synoptique du banc expérimental.....	72
Figure.4.3.	Module photovoltaïque utilisé.	73

Figure.4.4.	Emulateur de la pile à combustible proposée.	74
Figure.4.5.	Carte d'isolation galvanique.	75
Figure.4.6.	Schéma de la carte DS1104.	76
Figure.4.7.	Schéma synoptique de la carte de bufférisation.	77
Figure.4.8.	Capteurs des mesures électriques.	78
Figure.4.9.	Puissance demandée par la charge (W).	79
Figure.4.10.	Pression normalisée du gaz stocké.	79
Figure.4.11.	(1) Puissance nette (W), (2) puissance du module PV (W).	80
Figure.4.12.	Précision du contrôleur MPPT flou (dP_{pv}/dI_{pv} , W/A).	80
Figure.4.13.	(1) Puissance de la pile à combustible (W), (2) puissance du réseau (W).	81
Figure.4.14.	Allure du courant du réseau : (1) courant mesuré et (2) référence	83
Figure.4.15.	Allure de la tension et du courant du réseau (mode 1) : (1) Tension de réseau (20V/1div), (2) référence de courant de réseau (1A/1div)	83
Figure.4.16.	Allure de la tension et du courant du réseau (mode 2) : (1) Tension de réseau (20V/1div), (2) référence de courant de réseau (500mA/1div).....	83
Figure.4.17.	Allure de l'amplitude du courant du réseau, $I_{amp-ref}$	84
Figure.4.18.	Allure de la tension du bus continu : (1) référence, (2) tension mesurée.	84
Figure.4.19.	Allure de la tension de charge :(1) référence et (2) la tension mesurée.	84
Figure.4.20.	Allure du courant de la pile à combustible : (1) référence et (2) courant mesuré.	85

Chapitre 5

Figure.5.1.	Schéma de principe d'une loi de commande FTC Passive.	87
Figure.5.2.	Schéma de principe d'une loi de commande FTC active	88
Figure.5.3.	Schéma de la commande de tolérante du système hybride.	89
Figure.5.4.	Structure générale d'un Générateur de Résidus.....	90
Figure.5.5.	Schéma structural de l'observateur de Luenberger à mode glissant	91
Figure.5.6.	Représentation de l'algorithme du Filtre de Kalman discret.	94
Figure.5.7.	Algorithme de vote basé sur la méthode d'Euler	96
Figure.5.8.	Organigramme de l'algorithme d'Euler pour l'estimation du courant de charge.	97
Figure.5.9.	Allure de la puissance demandée par la charge.	98
Figure.5.10.	Zoom courant de charge mesuré et estimé.	98
Figure.5.11.	Indicateur de l'entrée sélectionnée	99

Figure.5.12.	Zoom du courant sélectionné par l'algorithme de vote	99
Figure.5.13.	Allure de la puissance nette (W).....	100
Figure.5.14.	Allure de la puissance du réseau (W).....	100
Figure.5.15.	Allure de la puissance du module PV (W).	101
Figure.5.16.	Allure de la tension du bus continu (1) Référence, (2) tension mesurée.....	101
Figure.5.17.	Zoom de la tension du bus continu (1) Référence (2) tension mesurée.	102
Figure.5.18.	Zoom de la tension de charge (1) Référence (2) tension mesurée.	102
Figure.5.19.	(a) Reconfiguration de la commande, côté PV, (b). Schéma de contrôle du module PV en mode régulation de puissance	104
Figure.5.20.	Allure de la puissance demandée par la charge (W).	105
Figure.5.21.	Allure de la puissance nette (W).	105
Figure.5.22.	Courbe de la puissance du module PV (W).	106
Figure.5.23.	Courbe de la puissances du réseau(W).....	106
Figure.5.24.	Allure de la tension du module PV.....	107
Figure.5.25.	Allure de la tension (1) Référence et (2) la tension mesurée.	107
Figure.5.26.	Zoom de la tension du bus lors de délestage (passage : MPPT vers limitation de puissance).....	108
Figure.5.27.	Zoom de la tension du bus (passage : limitation de puissance vers MPPT). ..	108
Figure.5.28.	Zoom de la tension de charge (1) référence et (2) tension mesurée.	109

LISTE DES TABLEAUX

Tableau .1.1.	Description des cinq grandes catégories de piles à combustible.	9
Tableau .1.2.	Avantages et inconvénients des contrôleurs- gestionnaires d'énergie.	12
Tableau .2.1.	Pièce d'identité du module solaire « Isophoton I-75/12 ».	27
Tableau .2.2.	Coefficients retenus pour la pile à combustible PEM.	30
Tableau .2.3.	Valeur des coefficients du modèle thermique de la pile.	31
Tableau .3.1.	Base de décision du premier superviseur flou.	51
Tableau .3.2.	Table des règles de décision floues.	54
Tableau .3.3.	Table de décision du deuxième gestionnaire flou.	58
Tableau .3.4.	Table des règles de décision floues pour le régulateur MPPT.	62
Tableau .4.1.	Liste des capteurs utilisés dans le banc d'essai.	77
Tableau .4.2.	Demande journalière de la charge.	78
Tableau .5.1.	Principe du vote par la majorité.	95

INTRODUCTION GENERALE

1. Introduction :

Avec le développement progressif de la vie moderne, les études écologiques ont démontré que la consommation énergétique croissante est accompagnée par une augmentation énorme de l'émission des gaz toxiques dans l'atmosphère, ce qui cause la pollution de l'air et de l'eau. Compte tenu de cette situation, les chercheurs et les opérateurs dans le domaine ont commencé de s'orienter vers les sources et les méthodes de production renouvelable et écologique, en exploitant les énergies propres sur la terre, comme l'énergie solaire, hydraulique, éolienne, géothermie...etc. Ils visent à réduire au minimum la demande d'énergie provenant des sources classiques ; en conséquence, une ville durable et propre dans son énergie, dans son climat et même dans sa nourriture.

Les énergies renouvelables peuvent être classées en trois grandes familles, l'énergie d'origine mécanique (la houle, celle du vent), énergie électrique (panneaux photovoltaïques) ou l'énergie sous forme de la chaleur (géothermie, solaire thermique,...etc.) ; en sachant qu'à la racine de toutes ces énergies est celle en provenance du soleil, transformée ensuite par l'environnement terrestre. Parmi les différentes sources citées, deux retiennent l'attention pour leur important potentiel, l'énergie éolienne et l'énergie solaire.

La combinaison de plusieurs sources d'énergies renouvelables permet d'optimiser au maximum les systèmes de production d'électricité, aussi bien de point de vue technique qu'économique. Il existe plusieurs combinaisons de systèmes hybrides, à savoir : éolien-diesel [1], photovoltaïque-diesel [2], et éolien- photovoltaïque-diesel. Ces mêmes sources d'énergies peuvent être combinées avec d'autres sources, telle que l'énergie hydraulique. En général, le système hybride de production d'électricité, est celui qui combine et exploite plusieurs sources disponibles facilement mobilisables.

Avec la croissance de plus en plus d'énergie électrique, la qualité de service et la continuité de l'approvisionnement ont été considérés comme le premier soucis de tous les principaux secteurs de production d'électricité à travers le monde. Le Smart Grid est principalement proposé comme la solution convenable dans l'exploitation et la communication technologique pour améliorer la fiabilité du réseau. Il permet l'intégration de diverses sources, telles que les énergies renouvelables, la satisfaction de la demande énergétique, le stockage et le transport électrique. Un réseau intelligent (Smart Grid) peut être défini comme l'intégration d'un système électrique hybride, un réseau de communication, des logiciels et du matériel afin de surveiller, contrôler et gérer la production, la

distribution, le stockage et la consommation d'énergie [3]. Ce réseau est la base pour le développement de la transmission des informations électriques, des réseaux de distribution fortement flexibles, fiables et durables. Les structures optimales d'un réseau intelligent doivent être développées pour des principaux concepts en tenant compte de:

- L'intégration des sources d'énergie renouvelables.
- L'Application des technologies novatrices (dispositifs de stockage d'énergie, électronique de puissance, les véhicules électriques (VE)...etc.).
- L'utilisation des technologies de la communication pour améliorer l'observabilité et la contrôlabilité des réseaux.
- Le développement de l'application intelligente pour les systèmes de protection avec des concepts d'automatisation.
- La haute sécurité de production d'énergie et des différentes informations liées au SG.
- La conception de nouvelles structures du réseau, par exemple "micro smart grid", réseaux DC, les réseaux de transmission avec stockage.

Le Smart Grid est basé sur trois technologies importantes pour une exploitation fiable d'un réseau électrique intelligent. Ils sont résumés en trois fonctions:

- 1) La fonction de distribution d'énergie dans un SG est basée sur la digitalisation, la flexibilité, l'intelligence, la résilience, la durabilité et la personnalisation [4] pour atteindre une prestation peu coûteuse, fiable, flexible et durable.
- 2) La technologie d'information et de communication entre les consommateurs intelligents et les secteurs de production d'énergie électrique permet d'améliorer la performance, et d'augmenter la stabilité et la flexibilité du réseau électrique.
- 3) Les compteurs intelligents AMR (Automatic Meter Reading) permettent aux utilisateurs d'avoir beaucoup d'informations (la demande maximale avec horodatage, les niveaux de tension et nombre des pannes sur chaque mis à jour) sur ses profils de consommation. L'objectif de l'AMR est de surveiller le flux de l'énergie électrique dans les zones de distribution.

2. Objectifs de la thèse et axes d'étude :

Dans la présente thèse, une étude de modélisation et de commande d'un système hybride (Smart Grid) est suggérée. Ce dernier combine deux sources principales : un module photovoltaïque, et une pile à combustible, appuyés par une source d'appoint, le réseau électrique. Un ensemble de lois de commande permettant de gérer adéquatement le flux

d'énergie des différentes sources seront explicitement exposées. En fait, ces techniques cibles principalement deux volets :

- 1) Une gestion optimale d'énergie du système hybride en mode sain et défectueux, pour un profil de charge prédéfini.
- 2) Une commande rapprochée judicieuse des différents convertisseurs statiques utilisés.

L'objectif du premier volet est de trouver un équilibre entre l'apport énergétique des différentes sources et la demande de la charge alternative considérée. Ces gestionnaires d'énergies doivent décider de la nature des sources impliquées, ainsi que la quantité d'énergie fournie pour chaque mode de fonctionnement. Pour ce faire, un gestionnaire d'énergie basé sur la logique floue est suggéré suivant deux approches (avec asservissement de la tension du bus et sans asservissement), ciblant les objectifs suivants :

- 1) Une permutation souple entre les différents modes de fonctionnement.
- 2) Une utilisation Smart de la pile à combustible, ou la quantité de puissance fournie est quantifiée en fonction du gaz disponible dans le réservoir, servant ainsi à préserver cette dernière.

Pour étaler cette technique de gestion au système en défaut, une commande tolérante est alors suggérée, en considérant deux anomalies : un défaut capteur et un défaut système, où d'autre mode de fonctionnement et méthodes de contrôle sont ajoutés pour permettre une continuité de service.

Pour le deuxième volet, un ensemble de lois de commande, inspirées de l'intelligence artificielle, et de la théorie de contrôle (par théorie de Lyapounov, Backstepping) sont suggérées.

Pour mettre en évidence tout ce bagage théorie, un banc d'essai à petite échelle, a été monté au sein du laboratoire de génie électrique de Biskra (LGEB), où tous les algorithmes, ont été implémentés.

3. Organisation de la thèse :

Ce travail est structuré en cinq chapitres :

- ❖ Le premier chapitre décrit des généralités sur les configurations des systèmes hybrides, ainsi qu'une lecture bibliographique sur les principales techniques utilisées comme gestionnaires d'énergies de tels systèmes, et ce, en décrivant en bref le principe.

- ❖ Dans le deuxième chapitre, une modélisation mathématique explicite des différentes parties du système (source et convertisseurs statiques) est exposée, qui permet en fait de suggérer les lois de commande appropriées, et prédire les performances.
- ❖ Dans le troisième chapitre, considéré en fait, comme pièce maitresse de la thèse, on décrit les différentes lois de gestion et de commande appliquées au système pour un fonctionnement souple et fiable.
- ❖ Le quatrième chapitre présente une validation expérimentale des lois suggérées, grâce à un environnement logiciel, basé sur une dSPACE1104. Les résultats obtenus seront en fait présentés et commentés.
- ❖ Le dernier chapitre présente une commande tolérante au défaut du système hybride, incluant un défaut du capteur électrique du courant de charge, et une perte de réseau électrique. Une redondance matérielle et d'autres modes de fonctionnement sont alors ajoutés, assurant la continuité de service.

Enfin, une conclusion générale, résumant le travail, suivies de quelques perspectives envisagées seront mentionnées.

Chapitre 1

LECTURE SUR LES STRATEGIES DE GESTION D'ENERGIE

1.1 Introduction :

Actuellement, la crise énergétique et l'augmentation du niveau de pollution sont des problèmes majeurs à travers le monde. Des sources d'énergies nouvelles, renouvelables et propres doivent donc être considérées. Les énergies renouvelables constituent une alternative aux énergies fossiles [5, 6]. Néanmoins, des investissements colossaux doivent être effectués pour atteindre des puissances installées capables de concurrencer les grandes centrales actuelles.

Si on s'intéresse maintenant uniquement à la production d'électricité, l'intermittence des énergies renouvelables pose des problèmes d'approvisionnement en particulier pour les sites isolés du réseau de distribution électrique. Dans ce cas, au moins un élément de stockage de d'énergie devient alors obligatoire pour assurer la continuité de la fourniture d'électricité au client. Les sources raccordées au réseau électrique nécessitent également parfois des moyens de stockage intermédiaires afin d'ajuster, en temps réel, l'offre et la demande d'électricité.

Les systèmes d'énergie hybrides associent au moins une source d'énergie renouvelable, associée à une ou plusieurs sources d'énergie classiques. Ils sont généralement autonomes par rapport aux grands réseaux interconnectés et souvent utilisés dans les régions isolées. Ces systèmes hybrides, plus ou moins complexes, nécessitent une stratégie de contrôle adaptée afin d'exploiter dans les meilleures conditions les différentes sources et d'utiliser efficacement l'énergie.

A cet effet, ces systèmes se trouvent en état : ON-grid, dit à ce jour : les Smart Grids, où ils permettent d'une manière intelligente de gérer le flux d'énergie dans les deux sens, afin de satisfaire la charge, et diminuer le stress sur le réseau ; ou : OFF-grid, alimentant des charges stationnaires ou embarquées.

1.2 Avantages et inconvénients d'un système hybride :

A. Avantages :

- Non dépendant d'une seule source d'énergie.
- Flexible, extensible et capable de satisfaire des charges évolutives.
- Exploitation simple, travaux de maintenance et de révision réduits.

B. Inconvénients :

- Plus complexe que les systèmes mono source et nécessite du stockage.
- Coût capital élevé comparé aux générateurs diesel.

1.3 Réseau intelligent (Smart Grid) :

Le terme « réseau intelligent », ou (Smart Grid) , [3] est un réseau de distribution d'électricité qui utilise des technologies informatiques de manière à optimiser et coordonner la production, la distribution et la consommation d'électricité afin d'améliorer l'efficacité énergétique et la fiabilité de ce système. Les nouvelles technologies permettront de faire des économies en lissant les pointes de consommation, et ce, en utilisant la production décentralisée ; et ainsi de diminuer les appels aux sources polluantes. De cette manière, l'alimentation des consommateurs sera plus fiable et le coût de l'énergie électrique pourrait être réduit. Le déploiement des réseaux intelligents sera aussi un des catalyseurs de l'augmentation de la part des énergies renouvelables dans le mix énergétique.

L'utilisation du réseau intelligent a porté plusieurs avantages, comparés à ceux du réseau classique ; parmi on cite :

- Optimisation de la fourniture d'électricité lors des pics de consommations.
- Diminution des pannes en réduisant la surcharge des lignes.
- Ecoulement de puissance dans les deux sens, ayant un impact économique intéressant.
- Transfert facile et optimisé de la production électrique sur de grandes distances.
- Augmentation des degrés de liberté, en ajoutant des sources décentralisées.

1.4 Systèmes de stockage :

Comme décrit au paragraphe précédent, un système hybride introduit dans sa configuration un ou plusieurs éléments de stockage. Ces derniers couvrent le besoin dans un temps bref (transitoire), ou relativement prolongé (établi). En dynamique, on fait généralement appel aux systèmes à puissances spécifiques élevées (super-capacité, volant d'inertie,...) ayant un procédé de fonctionnement électrique, cinétique ou magnétique [7], comme le montre la figure.1.1. Par contre, en régime établi, les éléments à hautes énergies spécifiques sont appelées : les batteries à plomb (Lead-acide), ou Lithium-Ion, qui possèdent un principe électrochimique de conversion ; ou les systèmes à hydrogène, incluant la pile à combustible, comme élément de stockage. Cette dernière, actuellement, ajoute de l'hydrogène renouvelable, comme vecteur de stockage, (électrolyse), et elle est utilisée dans les véhicules électriques. Dans le présent travail, la pile à combustible est introduite dans le système proposé, et dont voici en bref une description.

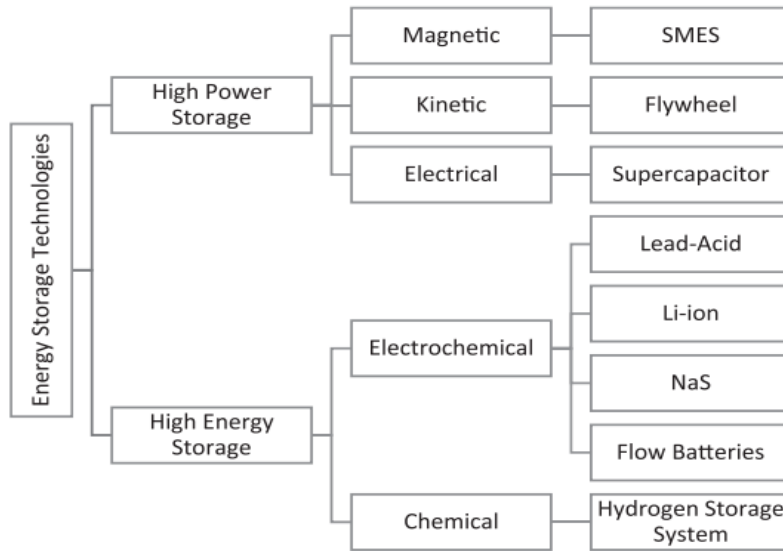
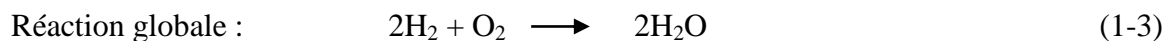


Figure.1.1. Classification des technologies du stockage d'énergie.

1.4.1 Principe d'une pile à combustible :

En général, une pile à combustible est un dispositif de conversion de l'énergie électrochimique, qui convertit l'hydrogène et l'oxygène en électricité, en dégageant de la chaleur (figure.1.2). Les PAC à Membranes Echangeuses de Protons (PEMFC : Proton Exchange Membrane Fuel Cell) opèrent à des températures relativement basses et disposent d'une densité de puissance élevée et d'un mode de fonctionnement simple et sûr. Cette technologie a connu un regain d'intérêt en tant qu'alternative prometteuse pour la propulsion de chaînes de traction et pour des applications stationnaires [8].

Elle est composée d'un empilage de cellules électrochimiques. Chaque cellule dispose de deux électrodes, où se déroulent les réactions chimiques ; d'un électrolyte assurant le transfert des ions, et d'une membrane séparant la partie cathodique de la partie anodique de la cellule. La réaction globale d'une cellule à pile à combustible, PEMFC peut être mise sous les équations suivantes :



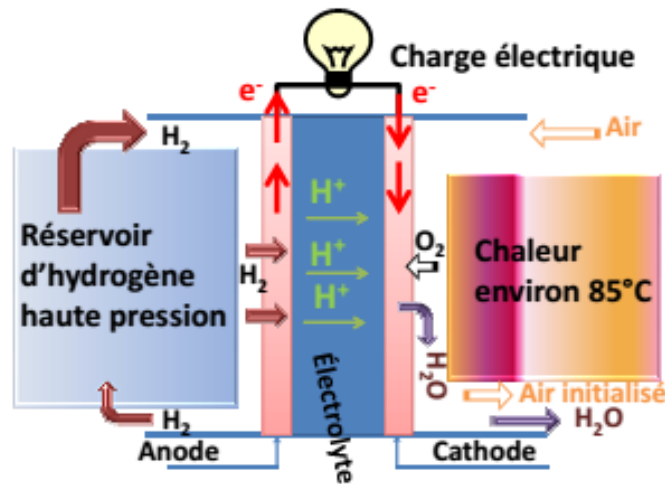


Figure.1.2. Principe de fonctionnement d'une pile à combustible PEMFC.

Néanmoins, le PAC présente aussi quelques inconvénients : un coût élevé, une durée de vie encore faible et une dynamique lente, car elle ne peut pas répondre aux pics de puissance. Ainsi, une source d'appoint est ajoutée. Concernant son coût, on s'attend qu'il baisse avec le progrès technologique ; d'autre part, plusieurs recherches récentes ont essayé d'améliorer sa durée de vie en utilisant des méthodes d'optimisation multicritères comprenant la consommation du combustible et le dimensionnement optimum des sources.

1.4.2 Différentes technologies :

Ces technologies sont généralement ordonnées selon cinq catégories, dites :

- AFC (pile alcaline).
- PEMFC (pile à membrane échangeuse de protons).
- PAFC (pile à acide phosphorique).
- SOFC (pile à oxydes solides).
- MCFC (pile à carbonates fondus).

Le tableau.1.1 décrit en fait, leurs caractéristiques techniques, équations de conversion, ainsi que quelques applications. Il est à signaler enfin, que les piles à membranes restent d'une utilisation notable dans les systèmes hybrides, vue leur température de fonctionnement modérée.

Type	AFC	PEMFC	PAFC	SOFC	MCFC
Carburant	Hydrogène, gaz naturel, méthanol, bio gaz...				
Comburant	Oxygène (généralement oxygène de l'air)				
Electrolyte	KOH	Nafion	H ₃ PO ₄	Céramique	Sels fondus, Li ₂ CO ₃ /Na ₂ CO ₃
Electrodes	Pt, Ag	Pt	Pt	Ni, céramique	Ni
Température	80°C	80°C	200°C	1000°C	650°C
Reactions	Anode	$H_2 + 2(OH)^- \rightarrow 2H_2O + 2e^-$ $H_2 \rightarrow 2H^+ + 2e^-$	$H_2 \rightarrow 2H^+ + 2e^-$	$H_2 + O^{2-} \rightarrow H_2O + 2e^-$	$H_2 + CO_3^{2-} \rightarrow H_2O + CO_2 + 2e^-$
	Cathode	$\frac{1}{2}O_2 + H_2O + 2e^- \rightarrow 2(OH)^-$	$\frac{1}{2}O_2 + 2H^+ + 2e^- \rightarrow H_2O$	$\frac{1}{2}O_2 + 2e^- \rightarrow O^{2-}$	$\frac{1}{2}O_2 + CO_2 + 2e^- \rightarrow CO_3^{2-}$
Puissance	100 mW/cm ²	350 mW/cm ²	300 mW/cm ²	500 mW/cm ²	300 mW/cm ²
Applications	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Spatiale. ➤ Militaire. 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Cogénération. ➤ Téléphone portable. ➤ Sous-marin. ➤ Automobile. 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Cogénération. ➤ Bus. 	<ul style="list-style-type: none"> ➤ Cogénération. ➤ Production d'électricité décentralisée. 	
Points faibles	Sensibilité au CO ₂ .	Membrane et catalyseur onéreux. Empoisonnement par le CO.	Catalyseur onéreux. Empoisonnement par le CO.	Etanchéité.	Etanchéité. Corrosion.

Tableau .1.1. Description des cinq grandes catégories de piles à combustible [48].

1.5 Différentes configurations des systèmes de génération hybrides:

Le système hybride incorpore en général, un mariage d'un ensemble de sources, conventionnelles (diesel, réseau), et renouvelables (éoliennes, solaires, biomasse,...), ainsi qu'un système de stockage à énergie ou à puissance spécifique élevée (batteries/piles à combustibles, super-condensateurs), permettant d'améliorer l'autonomie du système. En ajout, le système est doté d'un gestionnaire d'énergie permettant de gérer adéquatement le flux d'énergie. Toutes ces composantes peuvent être interconnectées en différentes architectures: illustré sur les figures (1.3) et (1.4).

Dans la majorité des architectures, la collecte des différents flux d'énergie sur le bus continu reste la plus utilisée, vu qu'elle offre une simplicité d'implémentation, et ne nécessite pas un procédé de synchronisation, comme sollicite la technique du bus alternatif.

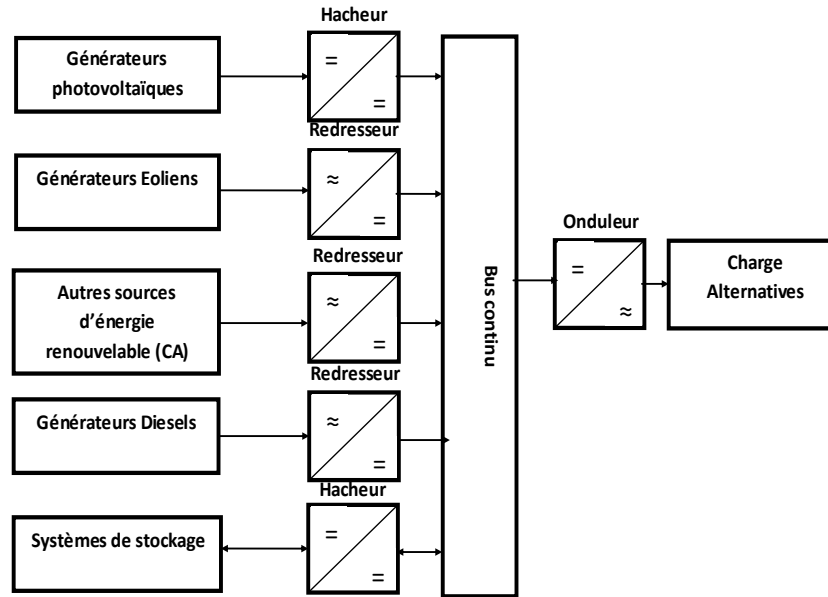


Figure.1.3. Configuration du système hybride à bus continu

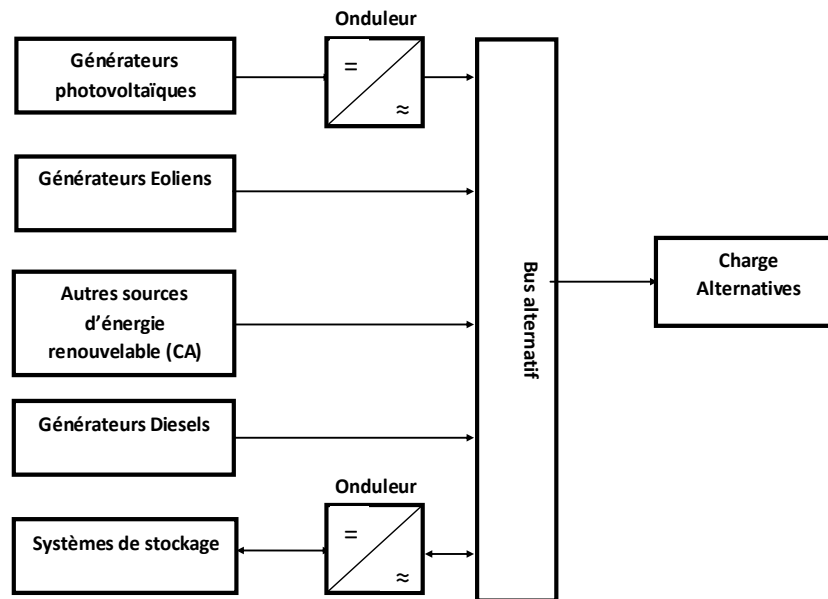


Figure.1.4. Configuration du système hybride à bus alternatif

1.6 Différents configurations pour la gestion d'énergie des systèmes hybrides :

Le gestionnaire d'énergie (power management) est considéré comme l'organe cœur du système. Cet algorithme permet en fait un dispatching adéquat des différentes quantités fournies par les différentes entités, et ce pour satisfaire la demande. Cet organe de supervision est généralement conçu d'un contrôleur centralisé, distribué, ou hybride [9,10], comme illustré sur la figure.1.5. Ces différentes architectures présentent un ensemble d'avantages et inconvénients, cités sur le tableau.1.2.

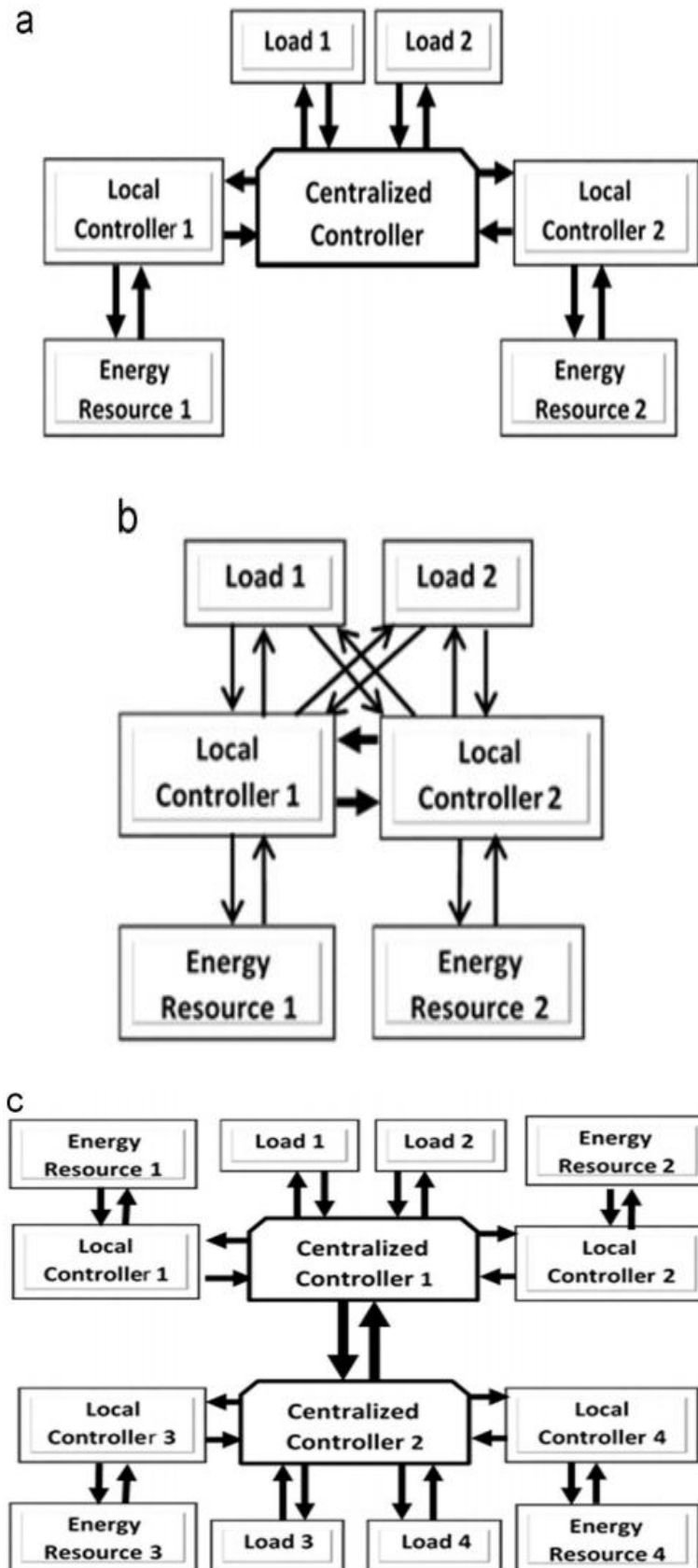


Figure.1.5. Architectures de contrôle, dédiées à la gestion d'énergie :

(a) centralisé, (b) distribué et (c) hybride.

Type d'architecture de contrôle	Avantages	Inconvénients
Contrôle centralisé	<ul style="list-style-type: none"> • Mieux adapté pour les stratégies de gestion d'énergie multi-objective. • Peut atteindre l'optimisation globale sur la base des informations fournies. 	<ul style="list-style-type: none"> • Temps de calcul lourd
Contrôle distribué	<ul style="list-style-type: none"> • Résolution idéale avec les algorithmes d'intelligence artificielle. • Moins de temps de calcul. 	<ul style="list-style-type: none"> • Communication complexe entre les contrôleurs locaux
Contrôle hybride	<ul style="list-style-type: none"> • L'optimisation est répartie entre le contrôleur central et les contrôleurs distribués. • Moins de temps de calcul sur les deux contrôleurs centralisés et locaux. 	

Tableau .1.2. Avantages et inconvénients des contrôleurs- gestionnaires d'énergie.

1.7 Stratégies de gestion d'énergie des systèmes hybrides :

Dans les applications embarquées ou stationnaires, la stratégie de gestion d'énergie joue un rôle primordial pour assurer une opération optimale du système hybride, causée par la nature intermittente des sources impliquées. Son rôle est de trouver à chaque instant la meilleure répartition de puissance entre les différentes sources. Pour un système hybride, incluant des sources renouvelables et un système de stockage, on peut ci-après citer les objectifs communs des stratégies de gestion [\[11\]](#), [\[12\]](#).

- ❏ Empêcher la décharge profonde des batteries.
- ❏ Réduire le pic de la demande, le cycle de charge / décharge et le niveau de contrainte dynamique de la batterie.
- ❏ Maintien stable du bus DC.
- ❏ Réduire la possibilité de perte d'énergie d'alimentation.
- ❏ Réduire le cout de fonctionnement et la maintenance.
- ❏ Améliorer l'efficacité du système.

Dans la littérature, différentes stratégies de gestion d'énergie, inspirées de la théorie de contrôle, ou celles issues de l'intelligence artificielle sont actuellement implémentées, et dont voici une lecture sur le principe des plus utilisées.

1.7.1 Technique de séparation de fréquences (technique de filtrage) :

Cette méthode utilisée par un ensemble d'auteurs pour la gestion d'énergie des systèmes hybrides [13], sert à séparer la demande de la charge (courant de charge) en une partie de basse fréquence, et une autre en haute fréquence, par l'introduction de filtres passifs comme illustré, respectivement sur la figure.1.6 et la figure.1.7, qui concerne une application embarquée (véhicule électrique).

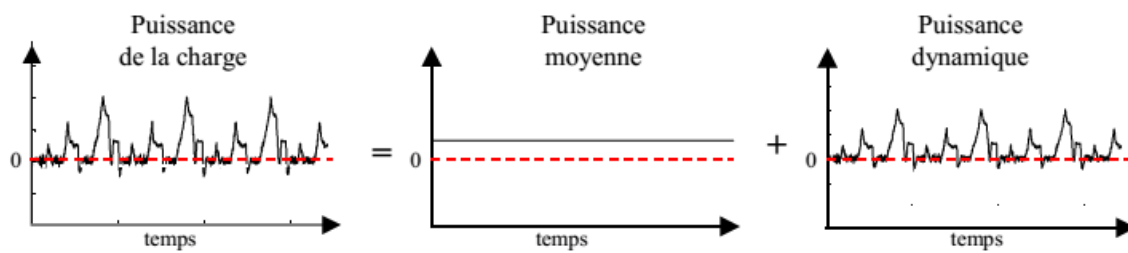


Figure.1.6. Allure de la puissance de la charge (décomposée en deux composantes : moyenne et dynamique).

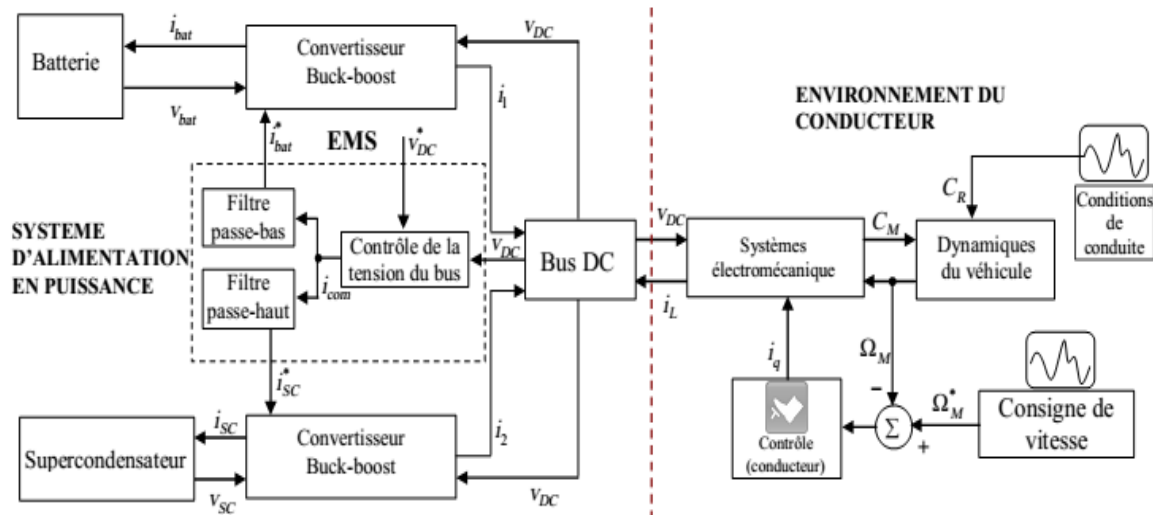


Figure.1.7. Stratégie de gestion d'énergie utilisant la méthode de séparation fréquentielle.

La partie basse fréquence du courant charge (i_{com}) [14], concerne en fait l'appel en régime établi par les batteries, alors que les super-condensateurs couvrent la partie haute fréquence, significative des dynamiques du véhicule.

Cette technique présente l'avantage d'être simple à implanter et à moins d'effort de calcul, et en plus nécessite juste des éléments passifs (filtre basse bas et filtre passe haut) pour

la concrétiser. Comme handicap, l'organe est dépourvu de quelques informations sur l'état de charges des sources utilisées (batteries, super-condensateurs).

Une autre stratégie fréquentielle adaptative développée par A. Florescu [14], consiste à faire fonctionner le super-condensateur dans une gamme de tension correspondant à un intervalle bien défini et sécurisé. L'idée de la résolution du problème de gestion de l'énergie par séparation en fréquences adaptatives est de maintenir la tension de super-condensateurs dans un intervalle de protection donné en remplaçant le filtre fixe présenté dans la stratégie de contrôle figure.1.7 par un répartiteur de fréquence adaptatif. Avec cette méthode de gestion d'énergie le pack super-condensateurs doit être capable d'assurer la puissance requise comme par exemple d'éventuelles accélérations (décélérations) importantes. Cette approche d'auto-adaptation de fréquence de coupure selon la nature de la mission a été utilisée aussi par C. Akli [15], pour une application de locomotive hybride autonome. A.Neffati [11] propose aussi dans ses travaux de thèse sur la gestion d'énergie d'un système de stockage multi-sources de nombreux dispositifs intégrant des outils qui permettent la gestion fréquentielle optimale de l'énergie selon les différents profils de mission du véhicule. L'une de ses principales contributions consiste à filtrer a priori avec un filtre de lissage numérique la puissance demandée, de façon à affecter les puissances de traction basse fréquence à la source principale (pile à combustible), l'élément de stockage prend en charge les puissances positives haute fréquence d'une part lors des accélérations, et pour des puissances négatives, assure la possibilité de déstocker l'énergie de freinage.

Dans [16], l'auteur a proposé l'application de la technique de filtrage pour un système hybride, ayant comme source principale une éolienne et deux sources de stockage : un banc de batterie, et un pack de super-condensateurs destinés à l'alimentation d'une charge statique. L'application de la stratégie a permis de préserver les batteries, en prolongeant la durée de vie de 19%.

1.7.2 Techniques basées sur la commande optimale :

Comme techniques répandues, largement utilisées comme superviseurs d'énergie des systèmes hybrides, on cite celles qui adoptent la commande optimale via les approches suivantes : le principe du minimum de Hamilton- Pontriaguine, utilisée dans [17] pour minimiser un fonctionnel sous contraintes. L'auteur applique cette méthode pour un système hybride à pile à combustible de type PEMFC, associées à des batteries lithium-ion et des super condensateurs afin de minimiser l'énergie produite, en préservant un état de charge à l'état final. Les super condensateurs sont pilotés par la méthode de passivité et la tension du

bus DC est régulée par l'utilisation de la commande par la technique de platitude. Dans [18], les auteurs appliquent la même technique du principe du minimum pour gérer adéquatement le flux d'énergie d'un véhicule hybride pile à combustible – batteries. Le critère à optimiser vise la minimisation de la consommation d'hydrogène, avec un maintien de l'état de charge de la batterie dans une fourchette acceptable. Une comparaison en terme de consommation du combustible a été faite avec d'autres stratégies (séparation de fréquence et thermostat), évaluées en utilisant quatre cycles de conduite standard, a montré une supériorité notable en terme de performances de la stratégie basée sur la commande optimale.

Autres auteurs utilisent en fait la programmation dynamique de Bellman où la platitude pour minimiser un critère de performances. Dans [19], l'auteur a utilisé la programmation dynamique pour une gestion optimale d'énergie d'un Micro-grid, composé d'une source PV, d'un groupe Diesel et des batteries, en mode : connecté au réseau et îloté. Pour le Micro-grid îloté, la fonction coût est multi-objective, visant à minimiser le coût du système (CS), et l'émission du CO₂, soumis à des contraintes d'égalité et d'inégalité. Le coût du système (CS) incorpore en fait le coût du carburant (FC), le coût d'émission (EC), et le coût des batteries de remplacement (BrC) :

$$CS = \sum_{t=1}^N FC(t) + EC(t) + BrC(t) \quad (1-4)$$

- **Contraintes**

❖ Contrainte de l'équilibre de puissance :

$$P_L(t) = P_{PV}(t) + P_B(t) + P_D(t) \quad (1-5)$$

❖ Contrainte de puissance (batteries):

$$P_{Bmin} \leq P_B(t) \leq P_{Bmax} \quad (1-6)$$

❖ Contrainte de charge des batteries :

$$SOC_{min} \leq SOC(t) \leq SOC_{max} \quad (1-7)$$

❖ Contrainte de vieillissement des batteries :

$$SOH(t) \geq SOH_{min} \quad (1-8)$$

❖ Contrainte des générateurs Diesel :

$$P_{die-min} \leq P_D(t) \leq P_{die-max} \quad (1-9)$$

Pour le mode « connecté au réseau », l'objectif était de répartir équitablement la puissance entre les diverses entités, et de garantir l'injection des quantités fournies dans le réseau électrique d'une manière fiable.

Dans le domaine de la traction électrique, d'autres travaux de recherches [20], utilisent comme outils la programmation linéaire (LP), la programmation non-linéaire (NLP), et la

commande linéaire quadratique (LQ), pour trouver un optimum global (point d'équilibre), minimisant un critère de performances sur un cycle de vitesse donné, et selon des hypothèses posées.

1.7.3 Technique basée sur la commande robuste (H_∞):

A l'heure actuelle, diverses méthodes, inspirées de la théorie de contrôle ont été proposées comme algorithmes de gestion d'énergie des systèmes hybrides. Parmi, celles de la commande robuste, visant à déterminer un régulateur centralisé K par l'approche H_∞ , d'un système linéaire à paramètres fixes ; ou à paramètres variables, utilisant l'approche « linear parameter variant (LPV) » [21]. Dans [21] l'auteur a utilisé une stratégie de contrôle d'énergie d'un véhicule électrique à puissance moyenne via un contrôleur H_∞ à ordre complet (figure.1.8). L'alimentation du véhicule est assurée par trois sources : une source principale (la pile à combustible) et deux sources auxiliaires (batteries et super-condensateurs).

L'objectif du contrôle est de gérer la variation de la demande d'énergie par les sources auxiliaires tout en assurant la régulation du bus à 150V. A cet effet, un contrôleur H_∞ est adopté, pour assurer une séparation de fréquence entre les sources impliquées, et permet à la source principale de fournir la puissance moyenne de charge, alors que les super-condensateurs fournissent/absorbent les hautes fréquences afin de protéger les autres sources de la variation brutale de la demande.

La synthèse du régulateur K est déduite via les inégalités matricielles linéaires (MLI), en faisant recours à la représentation (LTI) du système, illustré sur la figure.1.9. P décrit en fait le système linéaire augmenté des fonctions de pondération (de performances) ($W_e \Delta V_{dc}$; $W_e \Delta I_{fc}$) ; et de commande ($W_u \Delta V_{dc}$; $W_u \Delta I_{fc}$). Le régulateur délivre un vecteur de commande $u = [\Delta I_{bat} \ \Delta I_{uc}]^T$ composé des variations du courant de la batterie et des super-condensateurs, respectivement, et les sorties $x = [\overline{\Delta V_{dc}} \ \overline{\Delta I_{fc}}]$ représentent des variations normalisées autour du point de fonctionnement choisi de la tension du bus, qui doit être réduite au minimum pour se situer dans une plage $\pm 10V$ autour de la consigne. Il est à signaler que le choix judicieux des fonctions de pondération permet de limiter la contribution de chaque source dans une plage de fréquence souhaitée.

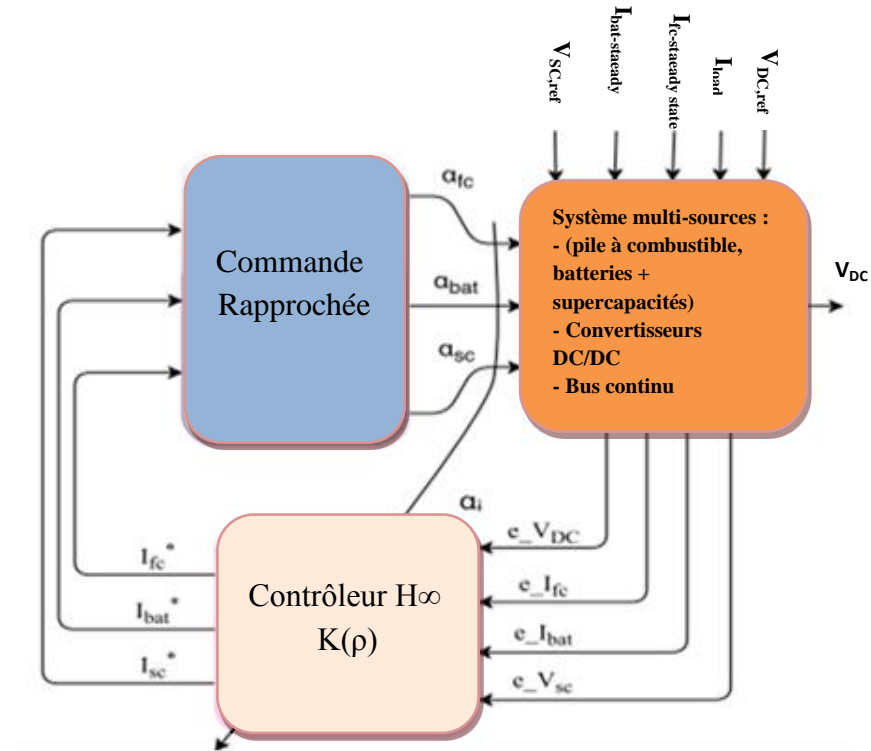


Figure.1.8. Gestion d'énergie par l'approche H_∞ .

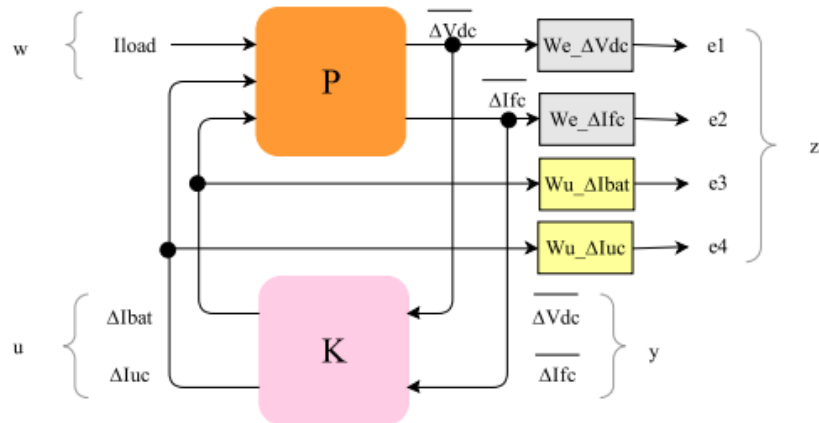


Figure.1.9. Conception du contrôleur H_∞ pour le système hybride.

1.7.4 Techniques basées sur les méthodes globales :

Récemment, plusieurs méthodes métaheuristiques, notamment, les algorithmes génétiques (GA) et ses dérivées : essais de particules (PSO), pattern search (Ps), colonies d'abeilles artificielles (ABC), colonies de Fourmies (ANT),....etc, ont été implémentés avec succès pour gérer adéquatement les flux d'énergie dans un véhicule électrique. Ces méthodes

présentent l'avantage de converger vers un minimum global minimisant un critère de performance choisi.

Dans [22], l'auteur a utilisé l'algorithme GA comme outil de gestion optimale d'énergie dans les véhicules électriques hybrides ; et où l'objectif était d'assurer en permanence la puissance demandée au long d'un profil de mission, tout en minimisant autant que possible la fonction « coût » du système.

Dans [23], l'auteur a appliqué la méthode (PSO) comme gestionnaire d'énergie dans un véhicule électrique, ayant comme source principale un banc de batteries connecté sur le bus continu, et des super-condensateurs comme source d'appoint. L'algorithme est en fait appliqué pour déterminer l'apport de chaque source pour satisfaire la demande de la charge, via la détermination des coefficients de pondération W_{bat} et W_{uc} de la fonction coût :

$$J = \min \sum_{k=1}^{t=N} \{P_{dem}(t) - (W_{bat}(t) * P_{bat_max}(t) + W_{uc}(t) * P_{uc_max}(t))\} \quad (1-10)$$

Soumis à des contraintes d'inégalité :

$$P_{bat_min} \leq P_{bat}(t) \leq P_{bat_max}, \quad \forall t \quad (1-11)$$

$$P_{uc_min} \leq P_{uc}(t) \leq P_{uc_max}, \quad \forall t \quad (1-12)$$

Dans des applications « Smart Grid », plusieurs travaux [19, 24, 25], utilisent ces méthodes stochastiques comme gestionnaires d'énergie des systèmes de génération hybrides incluant des sources d'énergie renouvelables. Dans [26], l'auteur utilise l'algorithme (GA) pour déterminer la répartition optimale et le dimensionnement d'un système PV-connecté au réseau.

Dans [27], l'auteur a appliqué l'algorithme (GA) pour un Micro-grid, incluant un champ photovoltaïque et une turbine éolienne comme illustré sur la figure.1.10. L'objectif est de déterminer les puissances de références des différentes sources, tout en minimisant une fonction multi-objective (écoulement de puissance optimum et minimisation de l'émission du gaz).

Dans [28,29, 30], une application des méthodes globales (PSO, Water flow(WCA), Shuffled frog leap (SFL),...) a été effectuée pour optimiser les fonctions d'appartenance d'un contrôleur par logique floue, utilisé comme gestionnaire d'énergie d'un système hybride.

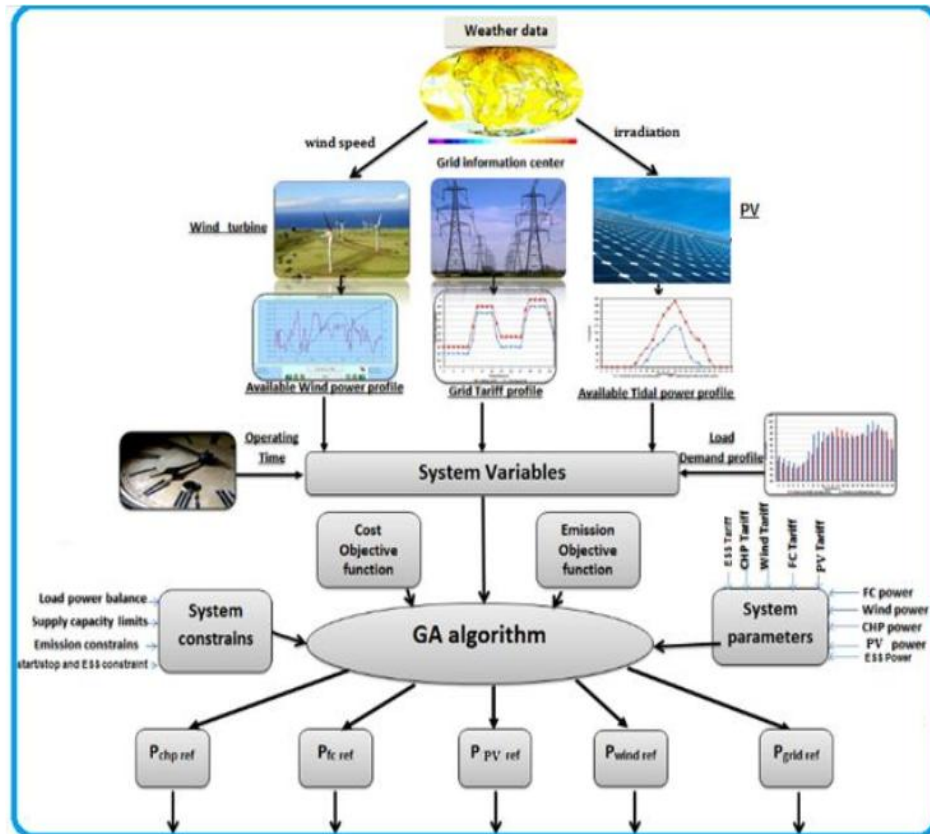


Figure.1.10. Gestion d'énergie par algorithme génétique d'un Micro-réseau.

1.7.5 Techniques basées sur l'intelligence artificielle :

Les méthodes de gestion d'énergie à base de règles ont l'avantage d'être plus simplement implémentables en temps réel, et ne nécessitant pas à priori de connaître le profil de charge [31,32, 33], contrairement aux stratégies basées sur l'optimisation.

Les stratégies de contrôle basées sur l'intelligence artificielle, telle que la logique floue (FLC), et les réseaux neurones artificiels (ANN), sont actuellement implémentées comme gestionnaires d'énergie des systèmes embarqués ou stationnaires par leurs capacité de surmonter les imprécisions de modélisation.

A. Les règles floues :

La logique floue, par sa capacité à reproduire le raisonnement humain semble adaptée à la répartition de puissance dans un système hybride. Cette technique ne fait pas intervenir de relations mathématiques directes, mais utilise plutôt des inférences avec plusieurs règles définies via l'expertise acquise dans le champ d'application comme montré sur la figure.1.11.

Dans ce contexte, une stratégie de gestion d'énergie pour un système de traction hybride, basée sur des règles floues a été proposée par M. C. Kisacikoglu [34]. Le but

principal de cet algorithme est la satisfaction de la puissance demandée par le moteur électrique ainsi que l'amélioration de la répartition de puissance entre les trois sources (Pile à combustible (PAC), batteries et super condensateurs). Les règles floues sont établies pour que le PAC fournisse la puissance moyenne sans répondre aux pics. La batterie avec les super condensateurs assistent la source principale afin de garder le meilleur rendement global du système.

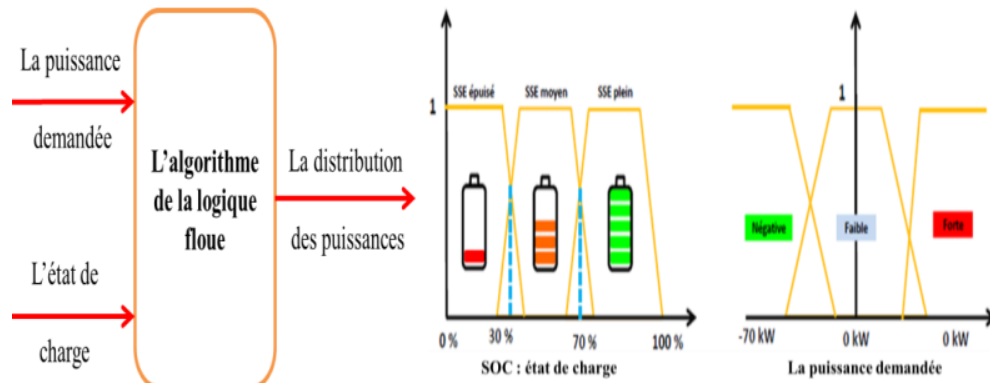


Figure.1.11. Principe de la logique floue.

M.H.Hajimir [35] propose une nouvelle approche dite « Predictive and Protective Algorithm » (PPA) basée sur des règles floues pour la gestion d'énergie d'un véhicule hybride série. La stratégie de gestion développée prend en considération l'état de santé (State of the Health SOH) de la batterie. Par conséquent, si le SOH est critique, la stratégie de gestion doit réagir en limitant les deux principaux facteurs qui influencent la durée de vie : le courant maximal et le nombre de cycles de charge/décharge de la batterie. Dans l'étude de l'A.Wang [36], l'unité de contrôle flou sert de même à trouver la puissance de la batterie en fonction de la puissance demandée et l'état de charge de l'élément du stockage. M. Zandi [37] a développé une stratégie de gestion pour un système multi-sources basée sur la combinaison de la commande issue de la modélisation par platitude et la commande par logique floue. Le système intègre deux sources d'énergie secondaires: des super-condensateurs et des batteries. Cependant, le partage de puissance est réalisé en fonction de l'état de charge (SOC) des organes de stockage en utilisant la commande par logique floue. Plus précisément, en cas de variations de charge, la puissance issue du système de stockage est fournie via la commande par platitude. Q.LI [38], présente une nouvelle stratégie de gestion d'énergie, appliquée à un véhicule, basée sur des règles floues. La demande de puissance du moteur électrique et l'état de charge (SOC) de la batterie sont considérés comme des variables d'entrée par le système de décision flou, et la variable de sortie est la

puissance de la pile à combustible. Quatre modes de fonctionnement sont définis selon l'état de la source et celui du véhicule : démarrage, recharge de la batterie, PAC et batterie sollicitées, récupération d'énergie de freinage. Cette stratégie de gestion a été testée avec quatre cycles de conduite afin de montrer sa performance pour différentes conditions. A.Neffati [11] a proposé une approche de gestion temporelle floue en utilisant la méthode de segmentation et de basculement. L'objectif final visé de cette stratégie est la gestion en ligne de l'énergie électrique du véhicule hybride, en minimisant autant que possible la consommation totale d'hydrogène, et avec une répartition optimale de la puissance entre les diverses sources. L'avantage principal de cette stratégie de gestion est l'amélioration du rendement énergétique global de la source hybride.

B. Les réseaux de Neurones artificiels :

Les réseaux de neurones artificiels (ANN) sont l'origine d'une imitation du fonctionnement du cerveau d'humain, et constituent une approche permettant d'aborder et de formuler mathématiquement des problèmes de perception, de mémorisation, d'apprentissage et de raisonnement [39]. Les réseaux (ANN) présentent un modèle mathématique, ayant la capacité d'apprendre et de traiter des données en parallèle. Ils comprennent de nombreuses couches, reliées entre elles par des coefficients de poids.

Différentes stratégies de gestion d'énergie basées sur les réseaux de neurones artificiels pour une application automobile ont été proposées dans la littérature. A titre d'exemple, J.Moreno [40], propose une approche de gestion pour un véhicule électrique hybride en utilisant les réseaux de neurones artificiels. Cette technique est développée en sollicitant des super-condensateurs pour limiter la décharge de la batterie durant le fonctionnement du véhicule. L'apprentissage des réseaux (ANN) a été utilisé par la méthode de rétro-propagation pour optimiser le fonctionnement du système dans différentes conditions. M.Ortuzar [41], développe une stratégie intelligente de gestion d'énergie pour un système multi-sources. Il utilise les réseaux de neurones artificiels pour trouver la meilleure répartition de puissance entre les batteries et les super-condensateurs. Cependant, la construction de ces réseaux de neurones est faite après plusieurs tests d'apprentissage. Dans l'article DE Y.Ates [42], la gestion du flux de puissance dans un système hybride alimentant une charge stationnaire est assurée par une stratégie originale basée sur la technique des ondelettes couplée avec les réseaux de neurones artificiels. Cette technique mathématique permet d'extraire les caractéristiques temporelles et fréquentielles, et ainsi de séparer un signal donné (la demande de puissance) en différentes bandes de fréquences.

C. La méthode multi-agent :

Un exemple type d'un système multi-sources (PV- batteries- super-condensateurs), alimentant une charge DC, et contrôlé par la technique multi-agents est décrit sur la figur.1.12 [43]. Dans cette architecture, chaque élément est géré séparément par un agent, et possède ainsi une certaine autonomie. Afin de coordonner les actions des différents éléments, les agents peuvent communiquer entre eux, en s'échangeant des messages. Sur ce principe, le contrôle de la tension du bus n'est pas assuré en permanence par le même élément. Un jeton virtuel, représentant le contrôle de la tension, est échangé entre les agents. Ainsi, si un élément est en défaut, l'agent associé peut alors proposer ce jeton à un autre élément, et la fiabilité du système est augmentée.

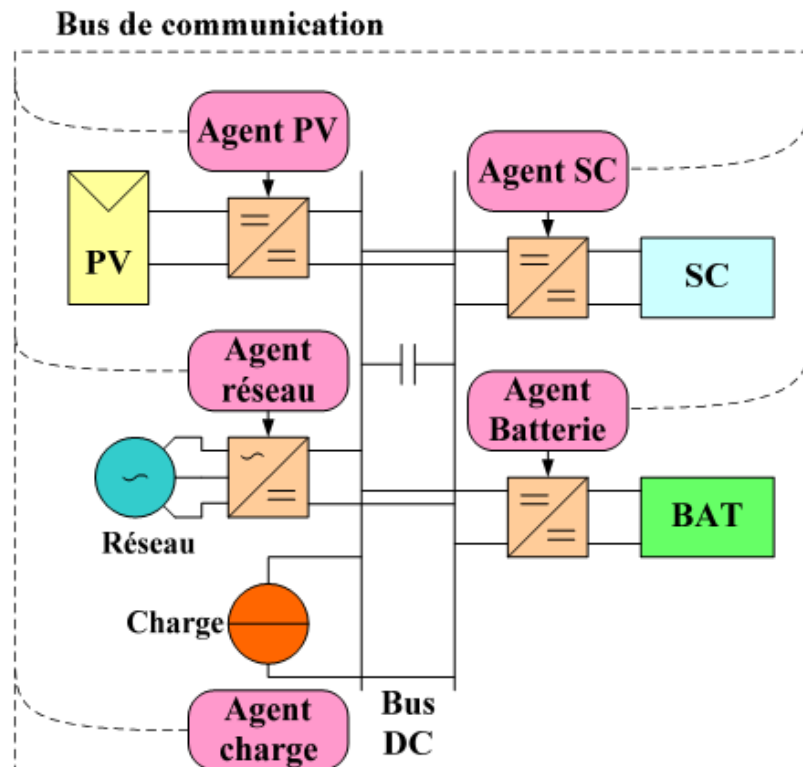


Figure.1.12. Structure d'un système hybride géré par la technique multi-agents.

1.8 Conclusion :

Dans le présent chapitre, une lecture bibliographique sur les techniques de gestion d'énergie des systèmes hybrides a été brièvement donnée. En fait, la connaissance du principe de ces stratégies permet de faire un choix argumenté de la méthode utilisée dans le présent travail. Les techniques précitées permettent de gérer adéquatement le flux d'énergies du système multi-sources.

Chapitre 2

MODELISATION DU SYSTEME DE GENERATION HYBRIDE

2.1 Introduction :

Le système hybride développé dans cette thèse est l'association d'un ensemble de sources à puissances finies alimentant une charge alternative à caractère résistive. En outre, il permet de mettre en évidence la récupération d'énergie via l'ajout d'une source additionnelle : le réseau électrique.

Dans ce chapitre, on présente les modèles explicites des différents sous –systèmes, ainsi que le dimensionnement des composants le constituant. L'installation hybride proposée, dont le synoptique est illustrée sur la figure.2.1 se compose de trois sources, dont deux sources principales et une seule source d'appoint :

- La première source principale est un module photovoltaïque (PV) de puissance crête 75 Wc à une tension de 17.3V aux conditions standards d'éclairement solaire et de température (tableau.2.1), dimensionné suivant 75% de la puissance crête demandée (100W).
- La deuxième source principale à puissance finie est une pile à combustible de type membrane d'échange de protons (PEMFC), fournissant 100Wc à une tension de 22,62V et un courant de 4,42A.
- Un réseau électrique monophasé de tension efficace de 32V, 50 Hz est suggéré comme une source d'appoint permettant en permanence de répondre aux exigences énergétiques notables de la charge.

Ces différentes sources sont connectées à un bus DC d'une tension nominale de 50 V via différents convertisseurs statiques ; et enfin, une charge résistive simulant la consommation énergétique de l'utilisateur final.

2.2 Modélisation du système :

2.2.1 Modèles des sources à puissances finies :

2.2.1.1 Modèle du module PV :

Les générateurs photovoltaïques PV sont considérés ni des sources de tension, ni sources de courant, mais peuvent être estimés comme des sources de courant, contrôlées en tension, où le module solaire est l'unité de base. Il se compose de plusieurs cellules solaires de type monocristallin, permettant la conversion de l'énergie solaire en énergie électrique.

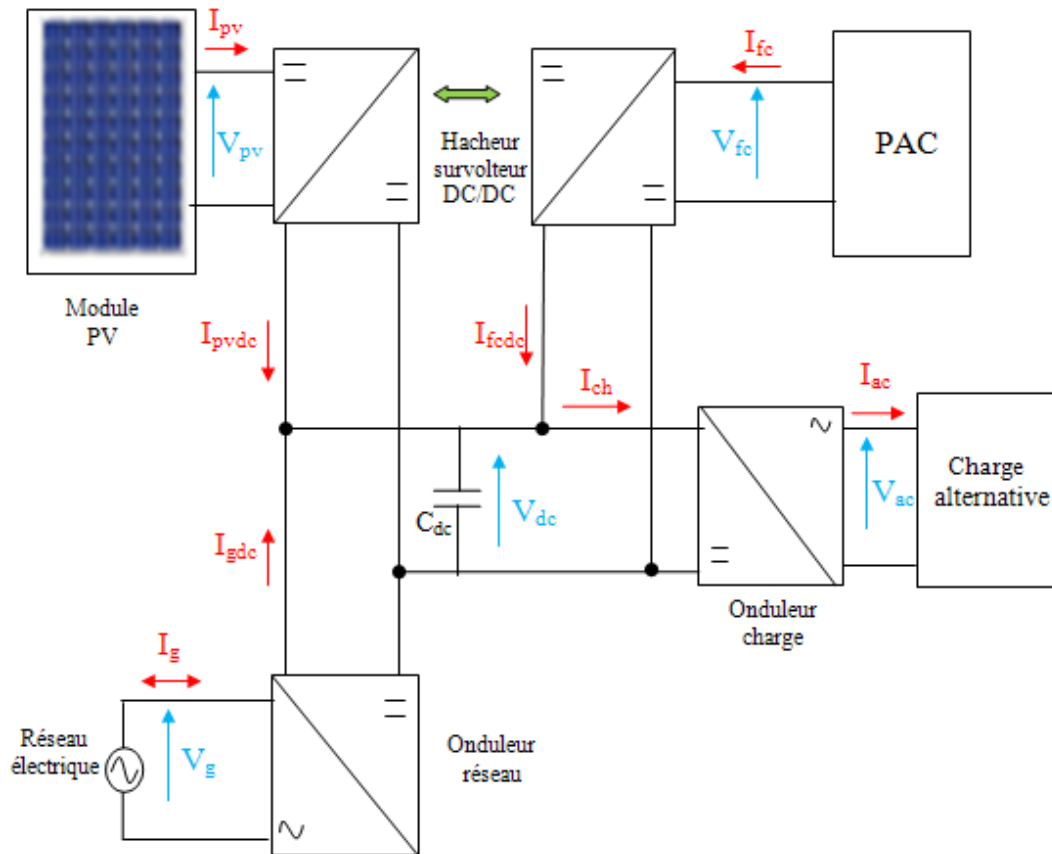


Figure.2.1. Schéma synoptique de l'installation hybride.

Le schéma équivalent d'un module solaire peut se présenter en littérature sous diverses variantes (à une exponentielle, à deux exponentielle,...), alors que la configuration illustrée sur la figure 2.2, dite : à une seule diode reste la plus usuelle. Il est constitué d'une diode (D) caractérisant la jonction, une source de courant (G) caractérisant le photo courant, une résistance série R_s représentant les pertes par effet joule, et une résistance shunt (R_{sh}) simulant les fuites entre la grille supérieure et le contact arrière de l'élément. Elle est généralement très supérieure à R_s et peut être placée indifféremment dans le schéma équivalent.

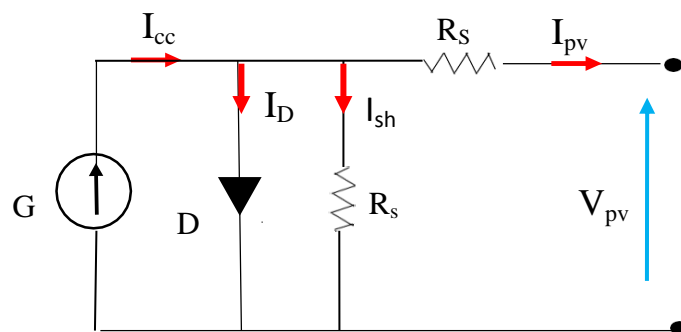


Figure.2.2. Schéma équivalent du module solaire.

La caractéristique (I-V) est modélisée par une équation non linéaire de forme implicite, souhaitable pour les modules monocristallins :

$$I_{pv} = I_{cc} - I_o \left[\exp \left(\frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{V_{th}} \right) - 1 \right] - \frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{R_{sh}} \quad (2-1)$$

Idéalement, on peut négliger $(R_s \cdot I_{pv})$ devant V_{pv} , puis travailler avec un modèle simplifié :

$$I_{pv} = I_{cc} - I_o \left[\exp \left(\frac{V_{pv}}{V_{th}} \right) - 1 \right] - \frac{V_{pv}}{R_{sh}} \quad (2-2)$$

Comme la résistance shunt est beaucoup plus élevée que la résistance série, on peut encore négliger le courant dévié dans R_{sh} , et en définitif, l'équation (2-3) modélise [44] avec exactitude la caractéristique électrique des modules monocristallins :

$$I_{pv} = I_{cc} - I_o \left[\exp \left(\frac{V_{pv} + R_s I_{pv}}{V_{th}} \right) - 1 \right] \quad (2-3)$$

La tension thermique V_{th} et le courant d'obscurité I_o s'identifient par :

$$V_{th} = \frac{V_{op} + R_s I_{op} - V_{oc}}{\log \left(1 - \frac{I_{op}}{I_{cc}} \right)} \quad (2-4)$$

$$I_o = (I_{cc} - I_{op}) \exp \left(- \frac{V_{op} + R_s I_{op}}{V_{th}} \right) \quad (2-5)$$

Pour tracer la caractéristique (I-V), il faut trois points de mesure, fournis par le constructeur (figure. 2.3):

- Le point (1) : dite court-circuit ($I_{cc}, 0$), qui correspond au courant maximum que peut fournir le module à tension nulle.
- Le point (2), dite le point optimum (I_{op}, V_{op}), où le module délivre sa puissance maximale.
- Le point (3), à circuit ouvert ($0, V_{oc}$), qui correspond à la tension maximale du module sans charge.

Sans tenir compte des valeurs de la tension et du courant, la caractéristique (I-V) illustrée sur la figure. 2.3 peut être lue en trois intervalles différents :

- 1) Intervalle I : le module solaire est considéré comme source de courant, où le courant est constant alors que la tension est variable.

- 2) Intervalle II : le module solaire n'est considéré ni comme source de courant ni source de tension. Cette partie constitue en fait la zone préférée.
- 3) Intervalle III : le module solaire est considéré comme une source de tension, où la tension est constante alors que le courant est variable [45].

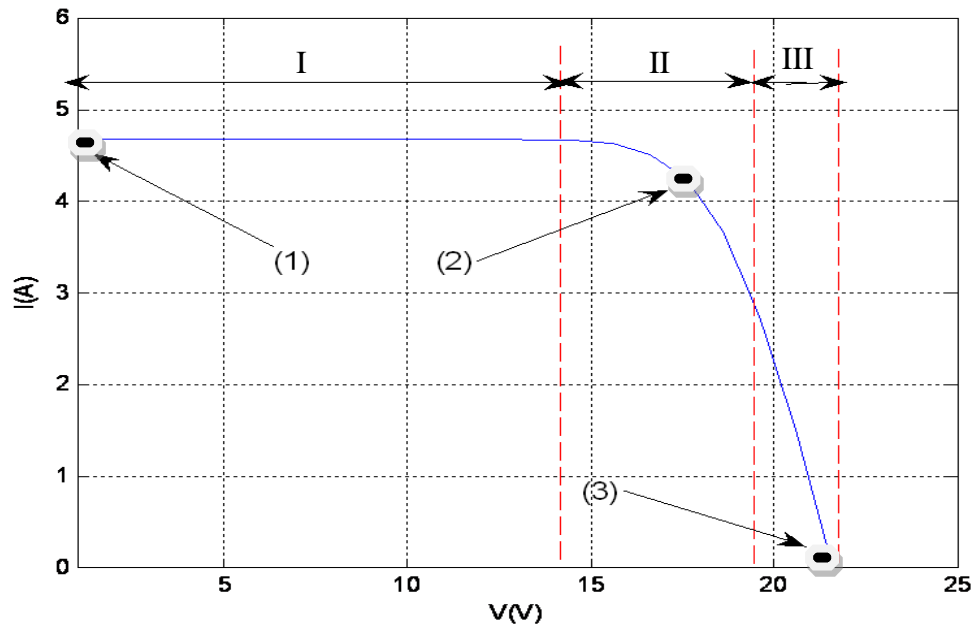


Figure.2.3. Caractéristique (I-V) du module solaire aux conditions standards ($E=1000W/m^2, T=25^\circ C$).

- Pièce d'identité du module I-75/12 Isofoton :

Dans la présente architecture, le module I-75/12 de la compagnie espagnole "Isofoton" est choisi comme l'élément constitutif de la source solaire, et où la table.2.1 illustre la pièce d'identité fournie, par le constructeur aux conditions standards ($1000 w/m^2$ et $25^\circ C$) :

A. Influence de l'éclairement :

La caractéristique (I-V) du module solaire est influencée principalement par la variation de deux entrées : l'éclairement solaire et la température de la cellule.

La figure 2.4 ((a) et (b)) présente les caractéristiques (I-V) et (P-V) respectivement pour différents niveaux d'éclairement. On peut voir que le courant de court-circuit varie en proportion du niveau de l'éclairement, alors que la tension en circuit est peu affectée. Par conséquent, la puissance extraite augmente en monotonie, comme on peut le distinguer sur la figure 2.4.

Caractéristiques électriques	
Puissance maximale P_{\max} (Wc)	75
Courant de court-circuit I_{cc} (A).	4,67
Tension en circuit ouvert V_{oc} (V)	21,6
Courant Optimum I_{op} (A)	4,34
Tension optimale V_{op} (V)	17,3
Coefficients de température	
Coefficient de la variation du courant en fonction de la température	0.06 %/ °c
Coefficient de la variation de la tension en fonction de la température	0.36 % /°c
Caractéristiques mécaniques	
Type de cellules	monocristallin
Nombre de cellules	36
Dimensions	1224,0 × 545.0 × 39.5mm (21,5 × 48,2 × 1,6 pouces)
Poids	9,0 kg

Tableau .2.1. Pièce d'identité du module solaire « Isophoton I-75/12 ».

B. Influence de la température :

De manière analogue, la figure 2.5 ((a) et (b)) illustre les mêmes comportements du module PV, pour une augmentation graduelle de la température de la cellule, alors que le niveau d'éclairement est maintenu constant à sa valeur standard 1000 W/m².

Le courant augmente légèrement à mesure que la température augmente, ce qui est dû à l'absorption accrue de la lumière. Toutefois, comme la température augmente la tension en circuit ouvert tend à diminuer, et par conséquent la puissance extraite tend alors à diminuer.

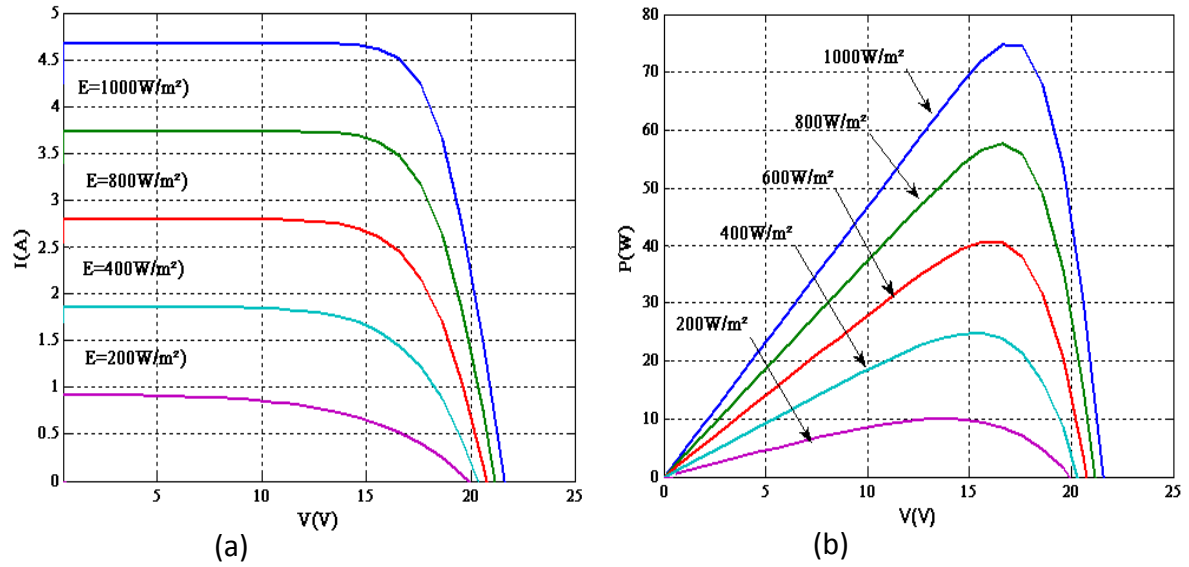


Figure.2.4. Caractéristiques électriques du module pour différentes valeurs d'éclairement à $T=25^{\circ}\text{C}$: (a) courbe (I-V); (b) courbe (P-V).

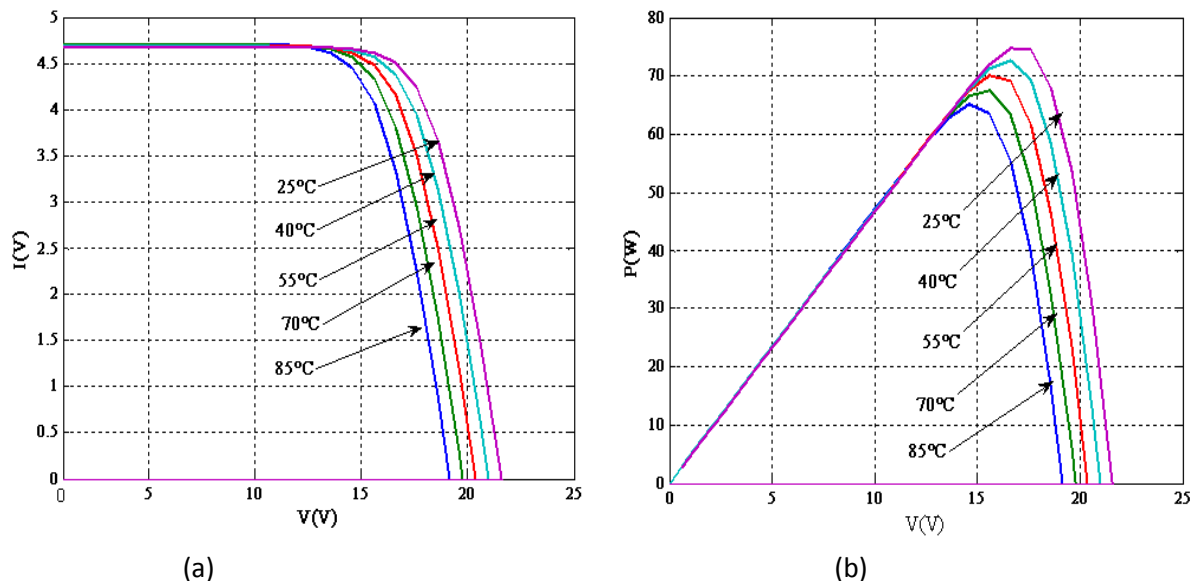


Figure.2.5. Caractéristiques électriques du module pour différentes valeurs température à $E=1000\text{ W/m}^2$: (a) courbe (I-V); (b) courbe (P-V).

2.2.2.1 Modèle de la pile à combustible PEMFC :

La pile à combustible (PEMFC) est un type de pile fonctionnant à une gamme de température de 50° à 100°C . Le fonctionnement à basse température délivre une densité de

courant et de puissance élevée. Cela permet à la cellule d'avoir un design compact, poids léger et temps de réponse rapide par rapport aux autres piles à combustible [46].

Durant ces dernières années, différentes modèles de la pile à combustible PEMFC ont été développés. Ces derniers modélisent le stack comme une source de tension théorique à vide « E », ajoutée à des différentes chutes de tension :

- V_{act} : la chute de tension due aux pertes d'activation de l'anode et la cathode.
- V_{ohm} : la chute de tension ohmique, due aux résistances de la conduction des protons à travers l'électrolyte.
- V_{conc} : la chute de tension provenant de la réduction de la concentration des gaz lors de la réaction chimique.

La tension de sortie d'une seule cellule peut être définie comme suit [47]:

$$V_{fc} = E - V_{act} - V_{ohm} - V_{conc} \quad (2-6)$$

D'autre part, des modèles sont empiriques, et semi-empiriques, issus d'une interpolation des données expérimentales permettent de mettre en place des lois mathématiques simulant le comportement de la pile.

A. Modèle électrique :

Dans le présent travail, le modèle choisi est semi-empirique, développé par S. busquet au laboratoire [48]. Il permet une cohérence mathématique de l'équation utilisée par rapport à la forme de la courbe caractéristique expérimentale:

$$V_{fc}(J) = E_{oc} + \frac{b}{\ln\left(\frac{J}{J_d e^2}\right)} + \left(\frac{b}{4J_d} - \Delta\right)J \quad (2-7)$$

Où les 4 constantes E_o , b , J_d et Δ sont déterminées à partir d'un ensemble d'essais expérimentaux.

Ces paramètres dépendent de la température T et de la pression partielle en oxygène P_{O_2} , et où chaque paramètre est dissocié en trois composantes :

$$\begin{bmatrix} E_{oc} \\ J_d \\ b \\ \Delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{oc1} & E_{oc2} & E_{oc3} \\ J_{d1} & J_{d2} & J_{d3} \\ b_1 & b_2 & b_3 \\ \Delta_1 & \Delta_2 & \Delta_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ T \\ T \ln(P_{O_2}) \end{bmatrix} \quad (2-8)$$

De ce fait, douze constantes doivent être déterminées. Cela nécessite un minimum 4 couples $(J-V_{cell})$ pour 4 paires $\{T, P_{O_2}\}$. Ces constantes sont déterminées par minimisation de

la différence entre la courbe théorique et les données mesurées, où le tableau .2.2 illustre les données retenues.

Pile à combustible			
J_d	- 0,868	- 1,762e-3	4,9e-4
E_{oc}	0,796	4,661e-3	- 3,22e-4
b	- 1,926	2,616e-2	- 1,489e-3
Δ	3,892	- 7,447e-3	- 2,696e-4

Tableau .2.2. Coefficients retenus pour la pile à combustible PEM.

B. Rendement faradique :

Le rendement faradique η_F provient du fait qu'une partie de l'hydrogène et de l'oxygène migre à travers la membrane et se recombine sans que l'on puisse en récupérer l'énergie. Ce rendement est généralement très proche de 1.

$$F_{\text{gaz}} = \frac{n_s I}{nF} \cdot \frac{1}{\eta_F} \quad (2-9)$$

Les débits d'hydrogène et d'oxygène consommés par la pile sont directement proportionnels à l'intensité et au rendement faradique de l'appareil.

Ce rendement est généralement considéré constant : $\eta_F = 0.99$.

C. Bilan thermique du système pile :

La réaction thermique au niveau de la pile consiste à déterminer l'équation du flux d'énergie échangée entre la pile, le système de régulation thermique, ainsi que le milieu extérieur .Cette réaction est modélisé via l'équation (2-10).

$$C_p \left(\frac{d\theta}{dt} \right) = P_{\text{th}} - \varphi_{\text{ext}} - \varphi_{\text{ech}} - \varphi_{\text{gaz}} \quad (2-10)$$

Où :

$$\theta = T_{\text{pile}} - T_{\text{ambiante}} \quad (2-11)$$

L'évolution de la température dépend de la capacité thermique du composant C_p , de la puissance thermique produite par la réaction électrochimique P_{th} , des pertes liées au contact avec l'extérieur et au passage dans un échangeur.

➤ La Puissance thermique dégagée par la réaction est donnée par :

$$P_{th} = n_s (U_{th} - U) I \quad (2-12)$$

➤ De même, l'équation suivante permet de calculer dans le cas général, le flux de chaleur échangé avec l'extérieur.

$$\phi_{ext} = h_{ext} \theta \quad (2-13)$$

$$\text{Pour } T_{pile} \leq 323^\circ K : \quad h_{ext} = h_{ext1} \quad (2-14)$$

$$\text{Pour } T_{pile} > 323^\circ K : \quad h_{ext} = k_h T_{pile} - h_o \quad (2-15)$$

Où les paramètres h_{ext1} , h_o et k_h et C_p sont dressés sur le tableau ci-après:

C_p	5700 J. K ⁻¹
h_{ext1}	52.98W.K ⁻¹
h_o	212W.K ⁻¹
k_h	0.82W.K ⁻²

Tableau .2.3. Valeur des coefficients du modèle thermique de la pile.

➤ Le Flux évacué par les gaz est donné par :

$$\phi_{gaz} = -(C_{p(H_2)} F_{(H_2)} + C_{p(O_2)} F_{O_2}) \theta \quad (2-16)$$

Avec:

$$C_{p(H_2)} = 30 \text{ J.mol}^{-1} . \text{K}^{-1} , C_{p(O_2)} = 14.69 \text{ J.mol}^{-1} . \text{K}^{-1}$$

D. Influence de la température et de la pression partielle en O_2 :

Sur les figures (.2.6 et .2.7) sont illustrées les influences de la température et de la pression d'oxygène sur la caractéristique (I-V) de la cellule. De ces tracés, on remarque que l'augmentation de la pression partielle en oxygène fait augmenter la tension pour des densités de courants supérieures à 25 mA/cm². On observe en fait à 0.3 A/cm² une augmentation de

100mV/cellule entre 0.7 et 1.8 bar. En outre, l'augmentation de la température fait chuter la tension dans la zone de fortes intensités, ce qui explique le bon rendement des piles PEMFC à basses valeurs de température.

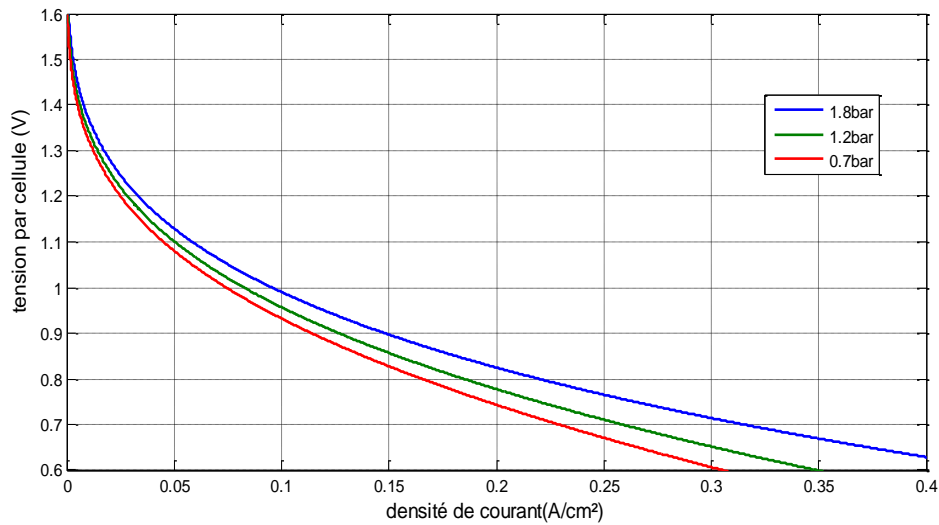


Figure.2.6. Influence de la pression d'oxygène sur la caractéristique (V-J) de la pile à combustible PEMFC à $T = 35\text{ °C}$.

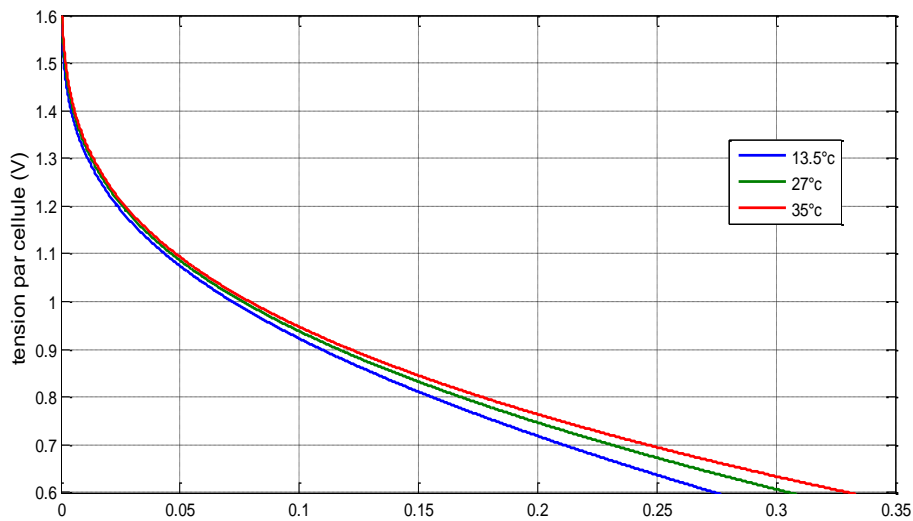


Figure.2.7. Influence de la température sur la caractéristique (V-J) de la pile à combustible PEMFC à $P_{O_2} = 1.4\text{ bar}$.

2.3 Modèle dans l'espace d'état moyen des Convertisseurs statiques :

Le but de l'analyse des convertisseurs statiques par le modèle dynamique moyen est d'exposer ce modèle par une écriture canonique continue, car ces systèmes dits : commutant (switched systems) commutent entre un ensemble d'états continus, et par conséquent

l'élaboration des lois de commande est difficile. Le modèle moyen permet d'obtenir une fonction de transfert Y/α autour des valeurs de fonctionnement, [49].

2.3.1 Modèle moyen du hacheur survolteur :

Sur la figure (2.8) est illustré le schéma du hacheur boost à liaison directe, composé de l'interrupteur commandé S , de la diode d'anti-retour D , et du dipôle de stockage (L_{pv} , C_{dc}). L'évolution en fonction du temps est basée sur les équations des éléments de stockage (L_{pv} , C_{dc}), et peut être représenté par une écriture d'état linéaire (2-17), ayant comme paramètre le rapport cyclique α .

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (2-17)$$

Pour la synthèse de la matrice de transition A , et du vecteur B , les deux séquences de commutation sont considérées :

Où : x : vecteur d'état ; $x = \begin{bmatrix} I_{pv} \\ V_{dc} \end{bmatrix}$, et u : entrée de commande ; $u = V_{pv}$

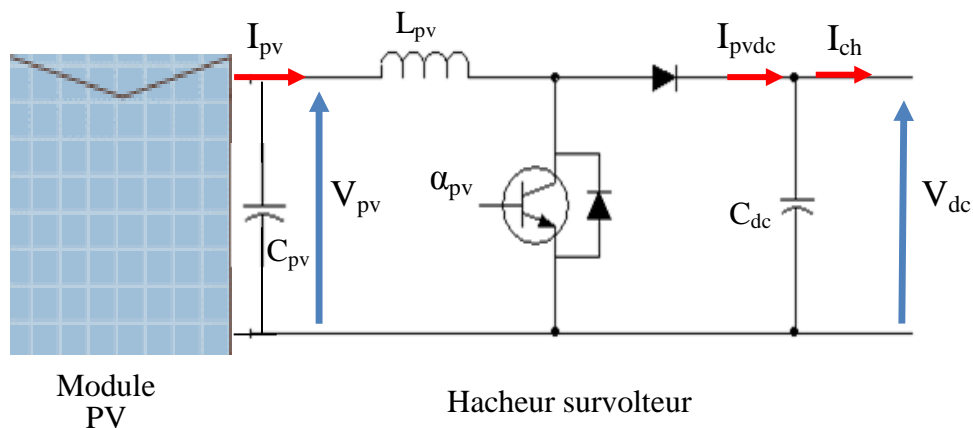


Figure.2.8. Schéma de principe d'un hacheur survolteur.



Séquences de fonctionnement et équations d'état :

➤ Première séquence de conduction [0 à αT] :

Dans cette séquence, l'interrupteur S est fermé, et alternativement la diode D est bloquée. Cela entraîne l'augmentation du courant dans l'inductance et le stockage d'une quantité d'énergie sous forme magnétique, alors que la charge se trouve déconnecté (figure 2.9).

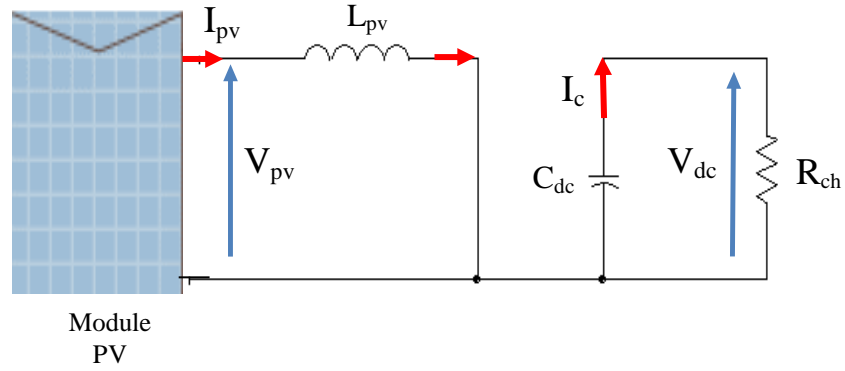


Figure.2.9. Circuit électrique équivalent de la première séquence de conduction.

Le comportement dynamique du circuit est régi par les équations :

$$V_{pv} - L_{pv} \frac{dI_{pv}}{dt} - R_{pv} I_{pv} = 0 \quad (2-18)$$

$$\dot{V}_{dc} = \frac{1}{C_{dc}} \frac{V_{dc}}{R_{ch}} \quad (2-19)$$

En considérant le courant I_{pv} et la tension de sortie V_{dc} comme variables d'état, l'équation (2-20) modélise la première séquence, et qui peut être réécrite implicitement dans (2-21).

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_{pv}}{L_{pv}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_{ch} C_{dc}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{pv}} \\ 0 \end{bmatrix} V_{pv} \quad (2-20)$$

$$\begin{cases} \dot{x} = A_1 x + B_1 V_{pv} \\ y = D_1 x \end{cases} \quad (2-21)$$

Avec : $D_1 = [0 \quad 1]$

Dans la suite du manuscrit, R_{ch} représente l'impédance d'entrée du côté du deuxième étage de conversion ; identifiée par :

$$R_{ch} = \frac{V_{dc}}{I_{ch}} \quad (2-22)$$

➤ Deuxième séquence de conduction :

Dans cette phase, l'interrupteur S est bloqué. Il en résulte un transfert de l'énergie accumulée dans la bobine vers le condensateur C_{dc} (figure 2.10). De manière analogue les équations (2-24), (2-25) et (2-26) définissent le comportement dynamique du convertisseur pour cette séquence :

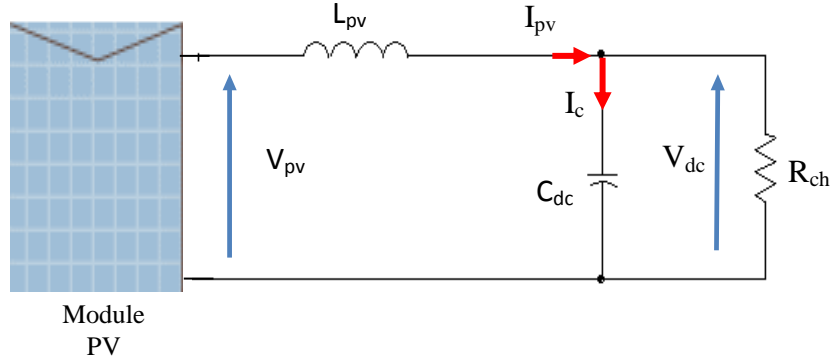


Figure.2.10. Circuit électrique équivalent de la deuxième séquence de conduction.

$$L_{pv} \frac{dI_{pv}}{dt} = V_{pv} - R_{pv} I_{pv} - V_{dc} = 0 \quad (2-23)$$

$$C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = I_{pv} - \frac{V_{dc}}{R_{ch}} \quad (2-24)$$

Ou:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{pv}}{L_{pv}} & -\frac{1}{L_{pv}} \\ \frac{1}{C_{dc}} & -\frac{1}{R_{ch} C_{dc}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{pv}} \\ 0 \end{bmatrix} V_{pv} \quad (2-25)$$

Qui peut être écrit implicitement, comme :

$$\begin{cases} \dot{x} = A_2 x + B_2 V_{pv} \\ y = D_2 x \end{cases} \quad (2-26)$$

🔗 Modèle moyen

A partir des équations (2-21) et (2-25), on peut déduire l'équation d'état pour toute la période, qui consiste en fait, à une sommation des deux écritures d'état, pondérées par le rapport cyclique α :

$$\begin{cases} \dot{x} = (A_1 x + B_1 V_{pv})\alpha + (A_2 x + B_2 V_{pv})(1-\alpha) \\ V_{dc} = (D_1 \alpha + D_2 (1-\alpha))x \end{cases} \quad (2-27)$$

Qui se met en définitif, sous:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{1-\alpha}{L_{pv}} x_2 + \frac{1}{L_{pv}} u \\ \dot{x}_2 = \frac{1-\alpha}{C_{dc}} x_1 - \frac{1}{R_{ch} C_{dc}} x_2 \end{cases} \quad (2-28)$$

Nb : Dans le présent travail, ce modèle est retenu pour l'hacheur survolteur côté pile à combustible.

2.3.2 Modèle moyen de l'onduleur monophasé :

Sur la figure (2-11) est illustrée le schéma type de l'onduleur monophasé lié à la charge et où le dipôle (L_f - C_f), sert comme filtre de sortie [50].

Pour l'onduleur en pont, les commutateurs ne peuvent conduire simultanément, mais deux paires (S_1, S_2) et (S_3, S_4) sont allumées alternativement.

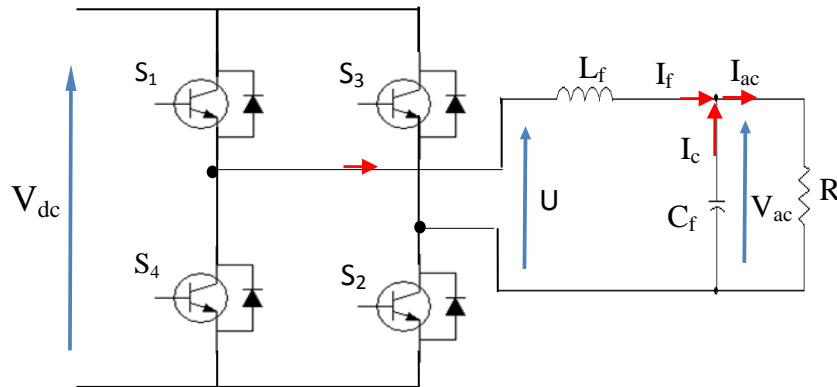


Figure.2.11. Schéma synoptique de l'onduleur monophasé en pont.

Pour l'élaboration du modèle de l'onduleur, on suppose qu'il n'y a pas de temps mort pendant les états de commutation, et le modèle de l'onduleur est élaboré pendant une période de la fréquence de la porteuse.

🔧 Séquences de conduction :

➤ Première séquence de conduction : $[0 \text{ à } \alpha T]$

Pendant cette séquence, les deux interrupteurs S_1 et S_2 sont fermés, et S_3 et S_4 sont ouverts.

Les équations dynamiques se résument comme suit ;

$$\begin{cases} U = L_f \frac{dI_f}{dt} + V_{ac} \\ C_f \frac{dV_{ac}}{dt} = I_f - \frac{V_{ac}}{R} \end{cases} \quad (2-29)$$

Qui se met sous la forme canonique suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = A_3 x + B_3 U \\ y = C_3 x \end{cases} \quad (2-30)$$

Où la matrice de transition $[A_3]$, le vecteur $[B_3]$ et $[C_3]$ s'identifiaient comme suit:

$$[A_3] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{1}{RC_f} \end{bmatrix}, [B_3] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{pv}} \\ 0 \end{bmatrix}, [C_3] = [0 \quad 1]$$

$$x = [I_f \quad V_{ac}] ; y = V_{ac}.$$

➤ deuxième séquence de conduction : $[\alpha T \text{ à } T]$

Pendant cette deuxième séquence, alternativement : S_1 et S_2 sont ouverts, et S_3, S_4 sont fermés. Durant cette période, le circuit reçoit une excitation négative (-U), et le système dynamique sera, modélisé par les équations suivantes:

$$\begin{cases} -U = L_f \frac{dI_f}{dt} + V_{ac} \\ C_f \frac{dV_{ac}}{dt} = I_f - \frac{V_{ac}}{R} \end{cases} \quad (2-31)$$

Qui se met à son tour sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = A_4 x + B_4 U \\ y = C_4 x \end{cases} \quad (2-32)$$

Où :

$$[A_4] = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{1}{RC_f} \end{bmatrix}, [B_4] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_{pv}} \\ 0 \end{bmatrix}, [C_4] = [0 \quad 1].$$

La déduction de la représentation d'état moyenne du convertisseur se fait par une sommation des équations d'état (2-30) et (2-32), pondérée par le rapport cyclique α :

$$\dot{x} = (A_3x + B_3U)\alpha + (A_4x + B_4U)(1-\alpha) \quad (2-33)$$

Qui se met finalement sous :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{1}{L_f}x_2 + \frac{1}{L_f}U \\ \dot{x}_2 = \frac{\alpha}{C_f}x_1 - \frac{1}{RC_f}x_2 \end{cases} \quad (2-34)$$

Pour une modulation sinusoïdal ($\alpha = \alpha_m \sin \omega t$), la valeur moyenne de la tension de sortie \bar{U} pendant une période de commutation est synthétisée ainsi :

$$\bar{U} = \alpha_m V_{dc} \sin \omega t \quad (2-35)$$

Nb : Dans le présent travail, ce modèle est retenu pour l'onduleur côté réseau.

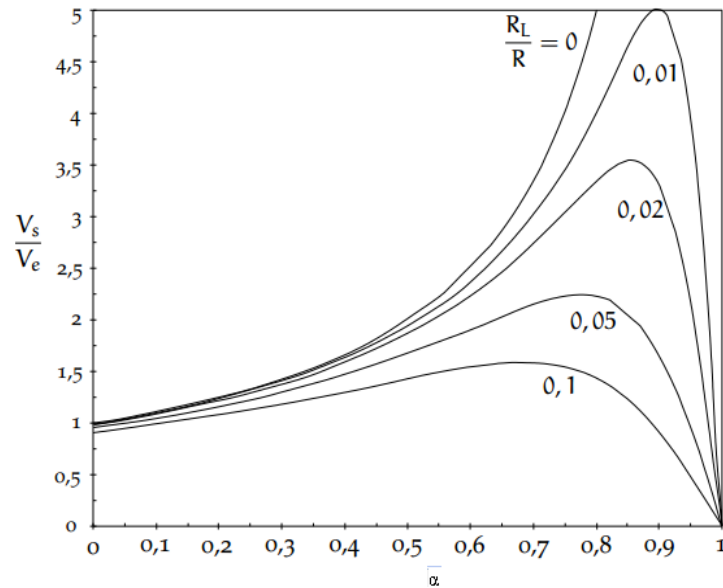
2.4 Dimensionnement et choix des éléments :

2.4.1 Tension du bus DC :

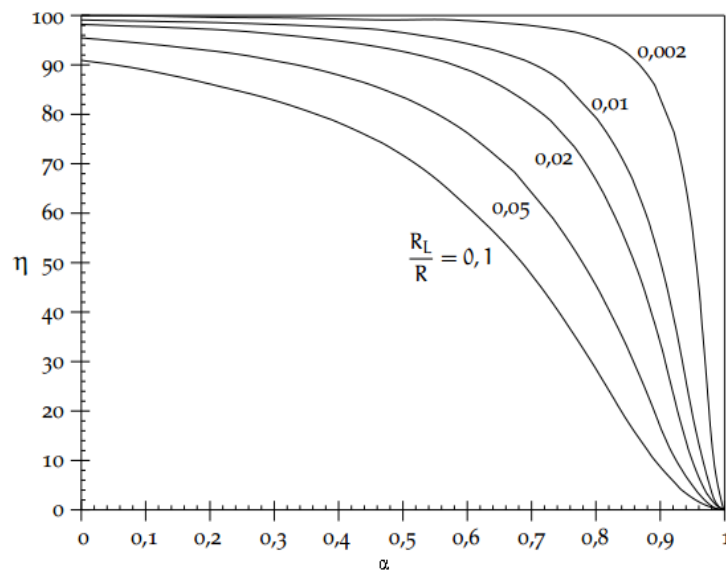
Pour permettre un écoulement de puissance souple et fiable des différentes sources vers la charge, un bus continu de tension V_{dc} est utilisé, où le choix de la valeur nominale dépend du rapport de transformation des convertisseurs DC/DC. En effet, un convertisseur DC/DC sans transformateur haute fréquence accepte des rapports d'élévation de 3 à 4 pour fonctionner dans de bonnes conditions. Théoriquement ce rapport d'élévation serait infini, mais en réalité ce gain est limité par la résistance série des composants [51]. La figure.2.9 (a) illustre l'influence de la résistance série de l'inductance sur un hacheur parallèle (boost). V_e et V_s sont respectivement les tensions d'entrée et de sortie du convertisseur ; R_L est la résistance série, R est la résistance de charge, et α le rapport cyclique. On constate donc que le rapport d'élévation est limité par R_L / R . De plus d'après la figure.2.9 (b), le rendement dépend

également de la résistance série R_L et il se dégrade lorsque α est proche de 1 (seule la résistance série de l'inductance est prise en compte dans cette approche).

Donc, afin d'éviter l'utilisation d'un transformateur et d'utiliser le convertisseur dans de bonnes conditions, une faible tension du bus DC est choisie. Pour le travail en cours, un rapport d'élévation de 2,9 est adopté, avec, $V_{pv}=17,3\text{ V}$; $V_{dc}=50\text{V}$ et un rapport de résistance $\frac{R_L}{R}$ de 0,02.



(a) Rapport d'élévation.



(b) Rendement.

Figure.2.12. Caractéristiques d'un convertisseur boost.

2.4.2 Module photovoltaïques et convertisseur associé :

Afin de limiter la sollicitation du réseau électrique, le module PV est une source principale dans ce système hybride. Il sera appelé à couvrir environ 75% de la puissance crête de la charge. Ce choix permet d'éviter un surdimensionnement de la source solaire, et une contribution adéquates des autres sources.

A cet effet, le module I-75/12 de la compagnie Isofoton, de puissance crête de 75Wc est utilisé. Ce module solaire est connecté au bus continu, de manière analogue via un boost à liaison directe (figure.2.13). Dans le présent scénario, et pour permettre une utilisation fiable du panneau solaire, le convertisseur associé fonctionne en mode MPPT.

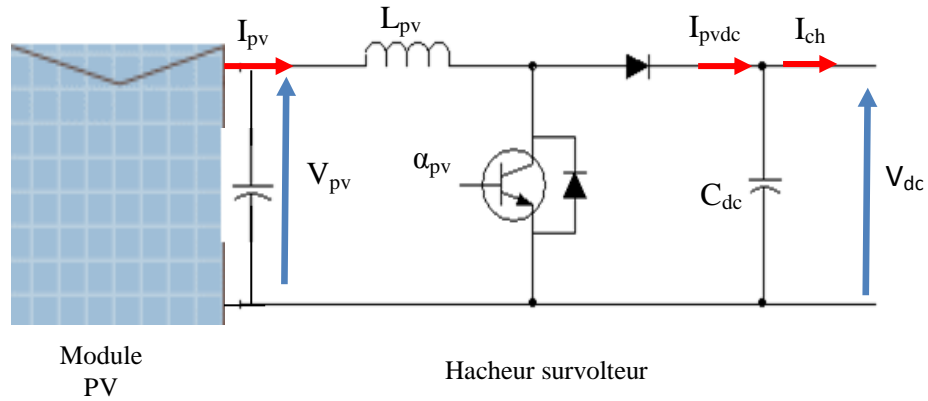


Figure.2.13. Convertisseur associé au module photovoltaïque.

Pour une ondulation maximale admise ΔI_{pv} de 0.28 A (qui représente 6,5 % du courant maximum), une fréquence de découpage f_{PWM} de 25 KHZ, et un rapport cyclique de 0.5, l'inductance L_{pv} est de l'ordre de 1.23 mH.

$$L_{pv} = \frac{\alpha_{MPPT} \cdot V_{pv}}{\Delta I_{pv} \cdot f_{PWM}} \quad (2-36)$$

L'inductance disponible dans laboratoire utilisée pour les expérimentations a une valeur de 300mH et possède une résistance série (R_{pv}) de 1.7 Ω .

2.4.3 Pile à combustible et convertisseur associé :

Pour notre application, la pile à combustible est une source principale sollicitée pour des appels moyens de puissance par la charge, et ce en comblant le déficit signalé par le module photovoltaïque.

De ce fait, un stack de 16 cellules, montées en série, délivrant une puissance crête de 150Wc (30V, 5A) a été choisi, et où la figure 2-14 représente caractéristique (I-V).

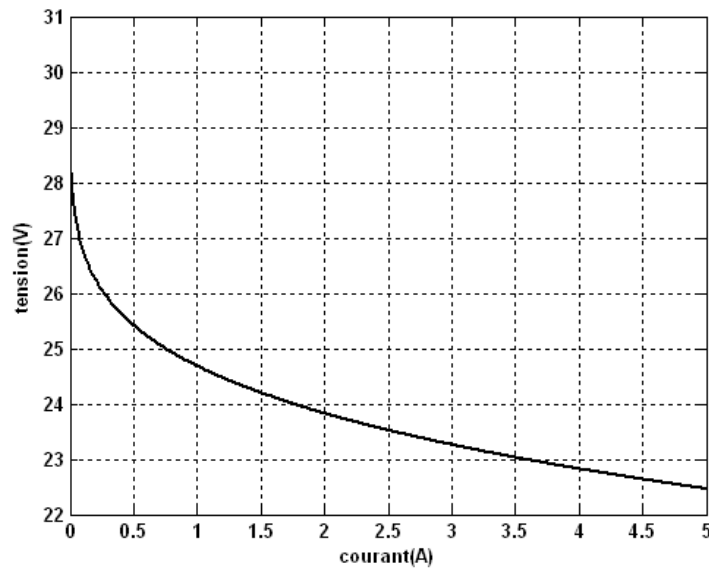


Figure.2.14. Caractéristique (I-V) de la pile utilisée.

La structure utilisée pour le convertisseur côté pile est un hacheur boost à liaison directe, dont la figure.2.15 schématise le synoptique.

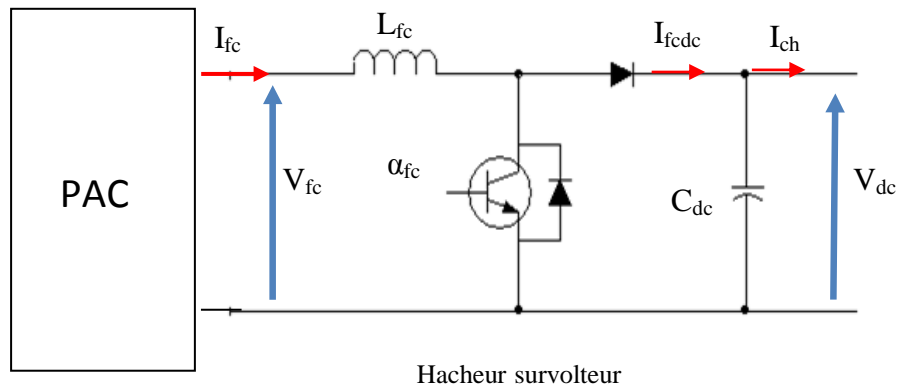


Figure.2.15. Convertisseur associé à la pile combustible.

La fréquence de découpage (f_{PWM}) choisie du convertisseur statique est fixée à 25 kHz. Cette fréquence résulte d'un compromis entre le dimensionnement des inductances et les caractéristiques des transistors de puissance. L'inductance L_{fc} est dimensionnée pour un point de fonctionnement donné, de manière à obtenir une ondulation maximale admissible du courant de la PAC : ΔI_{fc-max} de 0.15A (qui représente 3 % du courant maximum). Ce choix

permet d'assurer une taille raisonnable pour l'inductance et le condensateur du bus DC. Le rapport cyclique pilotant les IGBT du bras de pont est noté α_{fc} . Pour un rapport cyclique inférieur à 0.5, l'ondulation du courant de la PAC et l'ondulation de la tension de sortie sont données par :

$$\Delta I_{fc} = \frac{\alpha_{fc}(1-2\alpha_{fc})V_{dc}}{L_{fc}f_{PWM}} \quad (2-37)$$

$$\Delta V_{dc} = \frac{(0.5-\alpha_{fc})I_{fcdc}}{C_{dc}f_{PWM}} \quad (2-38)$$

D'autre part, pour des rapports cycliques supérieurs à 0.5 :

$$\Delta I_{fc} = \frac{(2\alpha_{fc}-1)(1-\alpha_{fc})V_{dc}}{L_{fc}f_{PWM}} \quad (2-39)$$

$$\Delta V_{dc} = \frac{(\alpha_{fc}-0.5)I_{fcdc}}{C_{dc}f_{PWM}} \quad (2-40)$$

Dans le présent travail, l'ondulation maximale admissible par une charge crête est obtenue, pour un rapport cyclique $\alpha_{fc} = 0.6$, et seule l'équation (2-41) est utilisée pour dimensionner l'inductance minimale L_{fc} , ainsi:

$$L_{fc} = \frac{8V_{dc}}{10I_{fc-max}f_{PWM}} \quad (2-41)$$

Pour une tension du bus de 50V, et une ondulation tolérée de 0.15A, l'inductance L_{fc} est dimensionnée à 10,6mH.

L'inductance disponible dans laboratoire utilisée pour les expérimentations a une valeur de 300mH et possède une résistance série (R_{fc}) de 1.7 Ω .

2.4.4 Réseau et convertisseur associé :

Dans le présent travail, l'onduleur coté réseau est un onduleur de tension monophasé lié au réseau via un filtre inductif (R_g, L_g). C'est en fait un convertisseur réversible, commandé en MLI, et fonctionnant en redresseur/onduleur (voir figure.2.16). Du fait de la faible valeur de la tension du bus ($V_{dc} = 50V$), et pour fonctionnement en redresseur, la tension de réseau doit être maintenu égale à $\frac{\pi V_{dc}}{4}$.

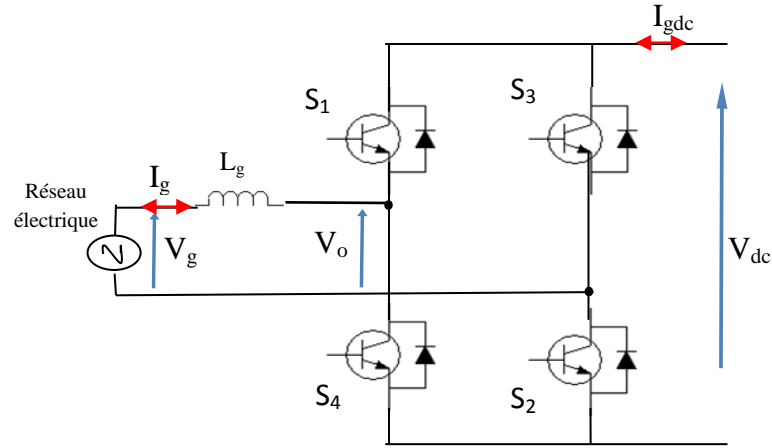


Figure.2.16. Schématique de l'onduleur côté réseau.

De ce fait, le réseau est ajusté à une tension efficace de 32V, 50 HZ. L'inductance L_g est identifiée par la fameuse équation, liant la valeur maximale de l'ondulation permise, la fréquence maximale de découpage, et ce pour une commande en hystérésis de l'onduleur [52] :

$$L_g = \frac{V_{dc}}{8f_{PWM}\Delta I} \quad (2-42)$$

Pour une tension du bus de 50V, une bande d'hystérésis est de 0.01, et une fréquence de découpage est de 25kHz, l'inductance L_g est dimensionnée à 25mH.

L'inductance disponible dans laboratoire utilisée pour les expérimentations a une valeur de 10mH et possède une résistance série (R_g) de 0.9 Ω .

Enfin, L'équation dynamique de la liaison : convertisseur-filtre inductif et le réseau électrique est décrit par l'équation suivante :

$$V_g = R_g I_g + L_g \frac{dI_g}{dt} + V_o \quad (2-43)$$

2.4.5 Charge et convertisseur associé :

L'onduleur coté charge est un onduleur de tension monophasé en pont, lié à la charge via un filtre (L_f , C_f), commandé en MLI avec une fréquence de commutation est de 25 KHz (figure.2.17).

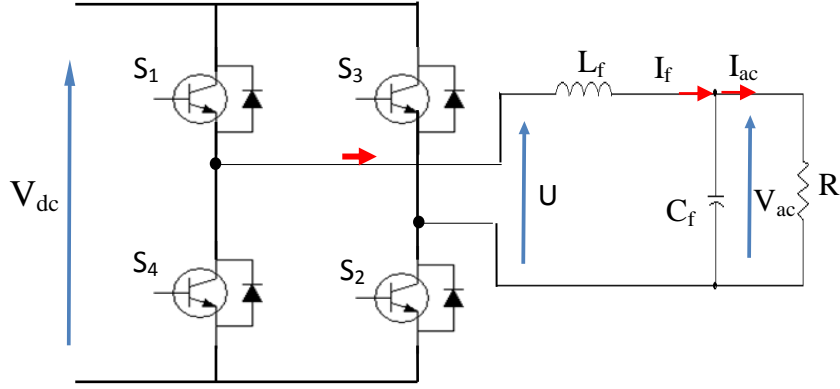


Figure.2.17. Schématic de l'onduleur côté charge.

- **Le filtre de sortie (L_f , C_f) est identifié ainsi :**

La forme d'onde de la tension de sortie de l'onduleur est en modulation de largeur d'impulsions. Pour atténuer le résidu d'harmoniques de cette forme d'onde, l'utilisation d'un filtre s'avère nécessaire [53].

Parmi la grande variété de filtres, le passe-bas simple de la figure.2.17 est suffisant pour la sortie de notre onduleur, vu l'inexistence d'harmoniques de rang inférieur [15,91]. L'inductance du filtre possède une résistance faible, qui sera omise dans la suite de nos calculs.

La fonction de transfert du filtre est :

$$F(j\omega) = \frac{\frac{1}{j\omega}}{jL\omega + \frac{1}{j\omega}} = \frac{1}{1 - L_f C_f \omega^2} \quad (2-44)$$

$$|F(j\omega)| = \frac{1}{|1 - \Omega^2|} \quad \text{avec } \Omega = \omega \sqrt{L_f C_f} \quad (2-45)$$

Pour que ce filtre fonctionne sans qu'il y ait diminution de l'amplitude du signal de sortie il faut que :

$$|F(j\omega)| = 1 \quad (2-46)$$

D'où la fréquence de coupure :

$$f_c = \frac{1}{\pi \sqrt{2L_f C_f}} \quad (2-47)$$

D'après le spectre d'harmoniques du MLI unipolaire, on remarque que la 2^{ème} harmonique est de l'ordre de $2m_f - 1$, ayant une fréquence de 999 Hz. On choisit $f_c = 112\text{Hz}$

(choisie de telle sorte à éviter d'affecter la fréquence de la fondamentale).

Donc les paramètres L_f et C_f du filtre sont déterminés par l'équation :

$$L_f . C_f = 3.12 \times 10^{-6} \text{ s} \quad (2-48)$$

L'inductance disponible dans laboratoire utilisée pour les expérimentations a une valeur de 20 mH et possède une résistance série (R_g) de 0.9Ω et la capacité choisie est de $200\mu\text{F}$.

2.5 Conclusion :

Dans ce chapitre, une description, ainsi qu'une modélisation explicite des différents composants du système de génération hybride ont été décrites, à citer : le module photovoltaïque, la pile à combustible et le réseau électrique, ainsi que les convertisseurs statiques introduits.

Cette modélisation nous permettra de prédire les performances du système une fois les approches de commande suggérées au chapitre suivant sont appliquées.

Chapitre 3

DESCRIPTION DES APPROCHES DE COMMANDE

3.1 Introduction :

Dans ce chapitre, un ensemble de lois de commande permettant de gérer adéquatement le flux d'énergie des différentes sources seront explicitement exposées. En fait, ces techniques cibles principalement deux volets :

- 1) Une gestion d'énergie optimale du système hybride selon un profil de charge prédéfini.
- 2) Une commande rapprochée judicieuse des différents convertisseurs statiques, permettant un écoulement souple du flux d'énergie produit vers la charge.

Pour ce faire, le système hybride proposé dans cette thèse, précédemment décrit, est à nouveau rappelé dans la figure.3.1, où un ensemble de commandes rapprochées apparaissent. Il est à citer que l'architecture proposée regroupe deux sources principales (module photovoltaïque et la pile à combustible), appuyées par une source d'appoint : le réseau électrique.

L'objectif visé est d'alimenter la charge alternative sur un site spécifique avec une énergie issue de la combinaison du photovoltaïque et la pile à combustible. Le problème est alors de trouver un équilibre entre l'apport énergétique et la demande: c'est la gestion optimale d'énergie.

A noter que les capacités énergétiques des deux sources à puissance finie proposées varie d'une façon aléatoire en fonction de l'éclairement solaire et le niveau du gaz stocké, et par conséquent l'introduction du réseau comme source d'appoint permet de prélever de l'énergie sur le réseau lors d'un manque noté ; et d'en injecter le surplus.

3.2 Description du gestionnaire d'énergie proposé:

L'idée principale derrière cette recherche est de concevoir un système hybride pouvant utiliser le module PV et la pile à combustible intelligemment en appliquant divers algorithmes de commande. La recherche proposée est alors concentrée dans les parties suivantes :

- 1) Une permutation souple entre les modes de fonctionnement, servant à un écoulement fiable de flux d'énergie produit.
- 2) Une utilisation smart de la pile à combustible, où la quantité de puissance fournie est quantifiée en fonction du gaz disponible dans le réservoir.
- 3) L'application des diverses techniques de contrôle, inspirés de l'intelligence artificielle (logique flou), où celles basées sur la théorie de contrôle (Lyapounov et Backstepping) pour commander les différents convertisseurs statiques impliqués.

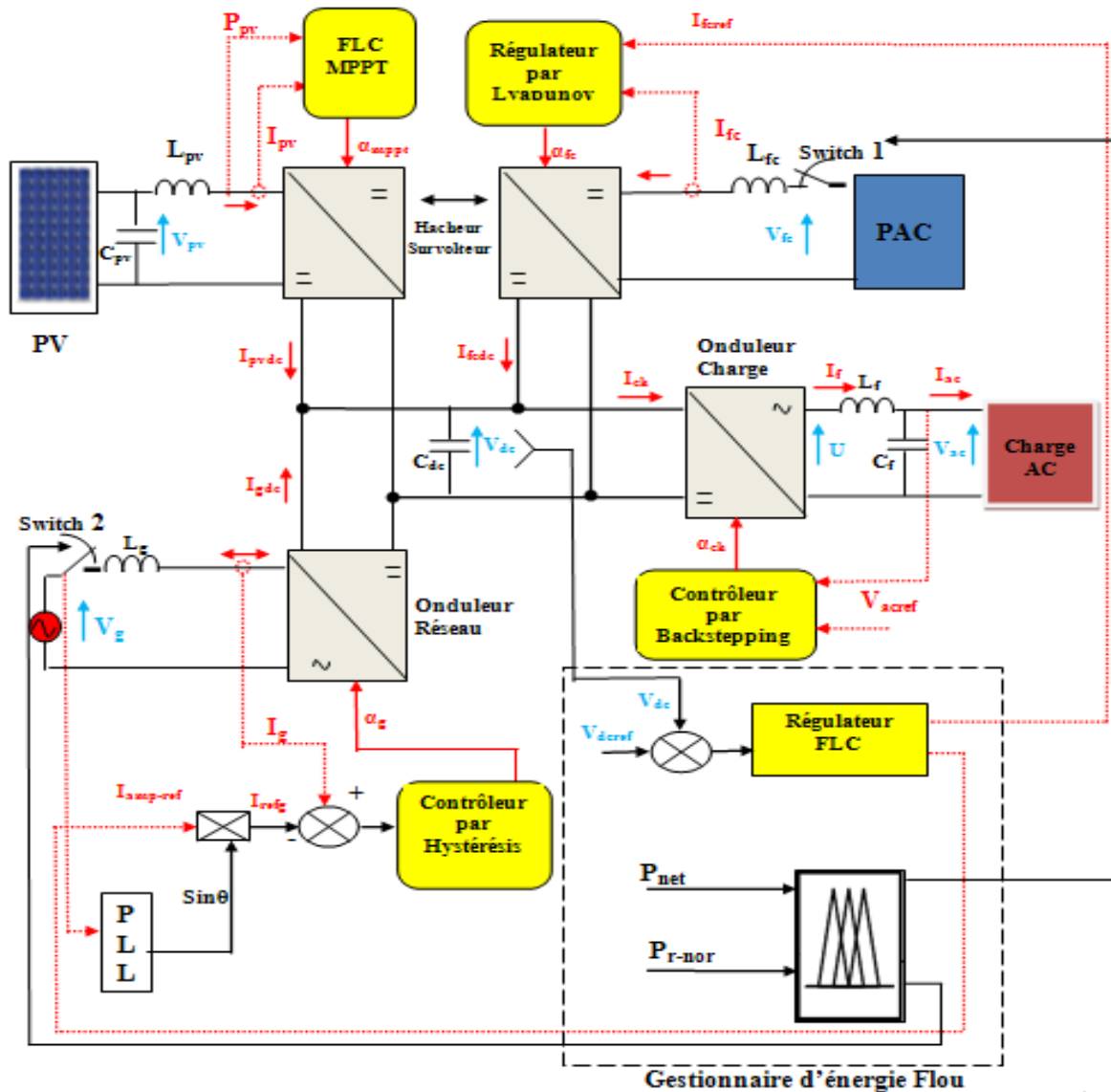


Figure.3.1. Synoptiques du système hybride proposé et son contrôle.

Dans le travail en cours, deux gestionnaires d'énergies basés sur la logique floue sont proposés : un superviseur avec régulation du bus continu, et l'autre sans asservissement du bus. Dans la présente architecture, les gestionnaires d'énergies doivent décider de la nature des sources impliquées (pile à combustible / réseau), ainsi que la quantité d'énergie fournie pour chaque mode de fonctionnement ; alors que la première source principale (module PV) opère en permanence en mode MPPT.

Dans la littérature, une variété de gestionnaires d'énergies issus de la théorie de contrôle (commande optimale, passivité, platitude,.....etc.) où basés sur l'intelligence artificielle (logique floue, réseau neurones) sont disposés ; mais la dernière variante reste plus attractive, du fait qu'elle offre au concepteur les qualités suivantes :

- 1) La logique floue est tolérante des données et des modèles imprécis.
- 2) Le gestionnaire d'énergie issu n'est pas contraint aux conditions de transversalité fournies par le profil de charge choisi, et par voie de conséquence, la demande de la charge peut varier à volonté sans réellement toucher à l'algorithme du superviseur.
- 3) La logique floue est basée sur un langage de communication humain, et par conséquent son utilisation est aisée.

3.2.1 Gestionnaire d'énergie avec régulation de la tension du bus continu :

A. Stratégie de gestion de puissance :

Dans cette configuration, la deuxième source principale (pile à combustible) et la source de soutien (réseau) sont dotés de deux relais magnétothermiques, comme indiquée sur la figure.3.1. Le but du premier superviseur est d'activer ou désactiver (ON/OFF) les deux relais pour chaque mode de fonctionnement (figure.3.2), alors que le régulateur de la tension du bus fournit les puissances de références de chaque sous-système.

Pour gérer correctement le système, le gestionnaire flou commute les deux relais suivant la variation des deux entrées suivantes :

- La puissance nette (P_{net}), évaluée comme étant la différence entre la demande de la charge sur le côté PV ($P_{charge-dc}$), et la puissance PV extraite (P_{pv}).

$$P_{net} = P_{charge-dc} - P_{pv} \quad (3-1)$$

- La pression du gaz normalisé Z , reflétant la quantité du gaz disponible dans le réservoir.

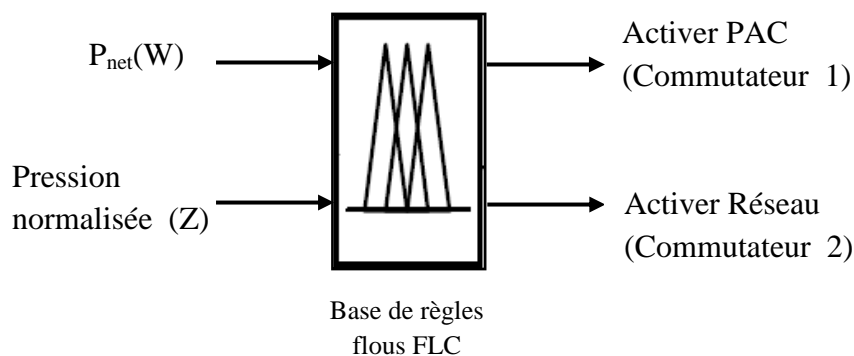


Figure.3.2. Schématique du premier superviseur flou.

Pour calculer la puissance nette, les deux quantités indiquées dans l'équation (3-1) sont quantifiées. La puissance maximale extraire de PV est obtenu via un algorithme MPPT par logique flou, comme il sera exposé $P_{charge-dc}$ est déduite par une simple addition de la

puissance réelle consommée par la charge et les pertes de puissance (P_{loss}) à travers le convertisseur survolteur coté PV et l'onduleur de charge:

$$P_{\text{charge-dc}} = P_{\text{ch}} + P_{\text{loss}} \quad (3-2)$$

La quantification des pertes de puissance à travers les deux convertisseurs statiques (P_{loss}) est déduite par un modèle empirique donné par l'équation (3-3), et où les paramètres b_1 , b_2 , b_3 sont obtenus par interpolation des données expérimentales via la méthode des moindres de carrés.

$$P_{\text{loss}} = b_1 P_{\text{ch}}^2 + b_2 P_{\text{ch}} + b_3 \quad (3-3)$$

Avec: $b_1=0.0015$; $b_2=0.18$; $b_3=24.58$.

Le sous-programme de gestion d'énergie, affiché dans la figure.3.3 permet au système de commuter efficacement entre les deux modes de fonctionnement suivants, tout en respectant la capacité de la pile :

- **Mode 1 :**

Dans ce mode de fonctionnement, la puissance nette (P_{net}) est positive, et un déficit de puissance est alors remarqué. La puissance maximale extraite du module solaire P_{pv} est insuffisante pour satisfaire la demande, et l'unité auxiliaire (APU) compense l'insuffisance en fonction de l'état du réservoir, ainsi:

- Si le déficit de puissance est détecté normal, et l'état du réservoir est plein, la pile à combustible complète seul le déficit ; alors que si l'état est détecté moyen, la pile et le réseau partagent la puissance à couvrir. Enfin, une fois le niveau du gaz est vide, seul le réseau est activé pour compenser le manque.
- Si le manque de puissance est détecté grand, et en supposant que l'état du réservoir est plein, l'ensemble de l'APU fournit la puissance à couvrir.

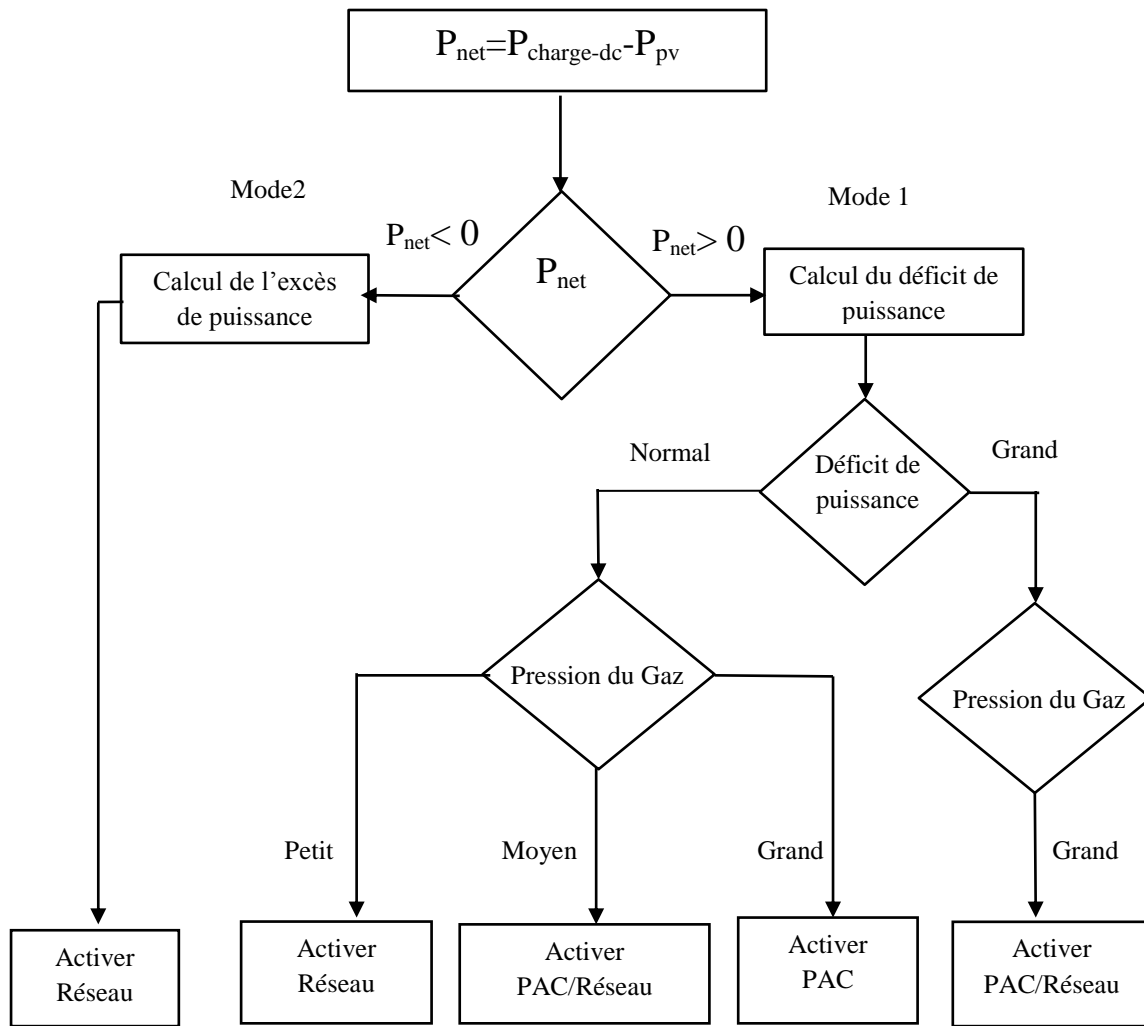


Figure.3.3. Organigramme du premier gestionnaire d'énergie.

- Mode 2 :

Dans ce mode de fonctionnement, la puissance nette (P_{net}) est négative et un excès de puissance est alors remarqué. Le surplus de puissance est injecté dans le réseau via une commande en MLI du convertisseur coté réseau.

Le raisonnement utilisé pour l'inférence floue est celui de Sugeno [54], et la méthode de défuzzification est celle du moyenne pondérée (weighted average). Les ensembles flous des variables d'entrées et les fonctions d'appartenance sont à définir en premier lieu. Dans notre étude, une table de 21 règles a été choisie, respectivement pour la puissance nette P_{net} et la pression du gaz normalisé Z . On attribue pour la première entrée sept sous ensembles flous : VL: très petit; L : petit; LM: moyen petit; M : moyen; MH : moyen grand; H : grand; VH : très grand, et pour la deuxième entrée trois sous ensembles flous : petit; moyen ; grand. Les règles de décision du superviseur sont dressées sur la table.3.1.

Pour mener un calcul aisé, des fonctions d'appartenance triangulaires sont choisies pour les deux entrées (figure.3.4.), et pour les variables de sortie, qui sont respectivement l'état des relais associés à la pile et au réseau monophasé, des formes en singletons sont choisies.

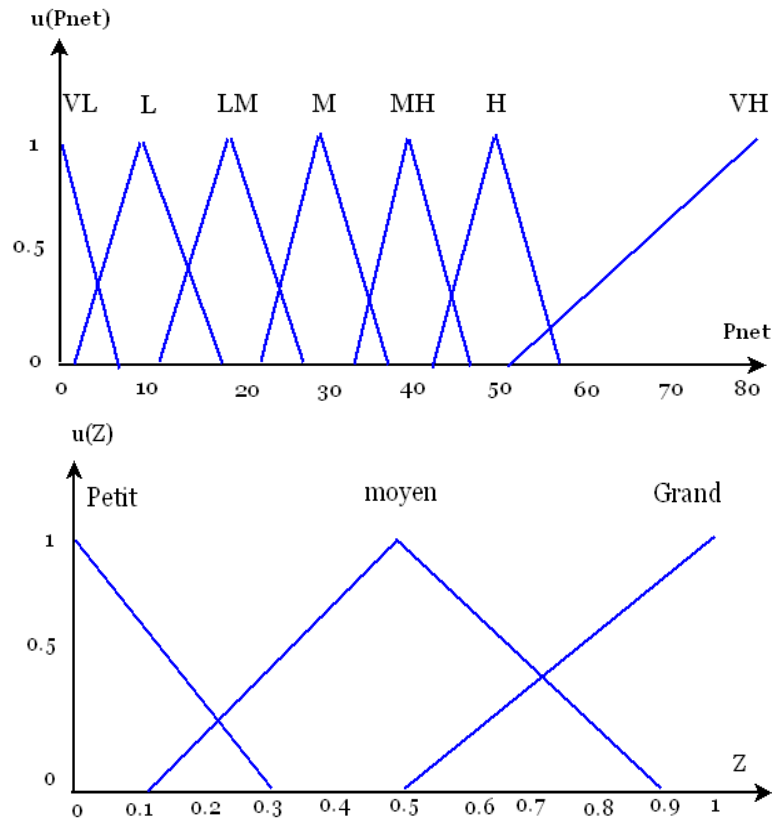


Figure.3.4. Fonctions d'appartenance pour les deux entrées ($P_{net}(W)$ et la pression normalisée(Z)).

P_{net} Z	VL	L	LM	M	MH	H	VH
Petit	PAC OFF et Réseau électrique ON						
Moyen	PAC ON et Réseau électrique ON						
Grand	PAC ON et Réseau électrique OFF					PAC ON Réseau ON	

Tableau .3.1. Base de décision du premier superviseur flou.

B. Contrôle de la tension du bus continu:

Pour concevoir une commande rapprochée en courant des convertisseurs statiques associés à la pile et au réseau, et gérer les flux de puissance entre ces sources et la charge interconnectées via le bus DC, une régulation du bus continu est proposée. Pour ce faire, un régulateur par logique floue est introduit, qui synthétise le courant I_{dcref} , comme une quantité sommaire des courants de références, respectivement de la pile et du réseau I_{fcref} et $I_{gdc-ref}$. En effet, cette sommation est pondérée par l'état actuel du gaz stockée Z :

$$I_{fcref} = Z I_{dcref} \quad (3-4)$$

$$I_{gdc-ref} = 1 - Z I_{dcref} \quad (3-5)$$

Comme décrit sur la figure.3.5, les commutateurs pilotés par le gestionnaire d'énergie permettent de désactiver / activer la pile ou le réseau, en les affectant respectivement 0 ou 1.

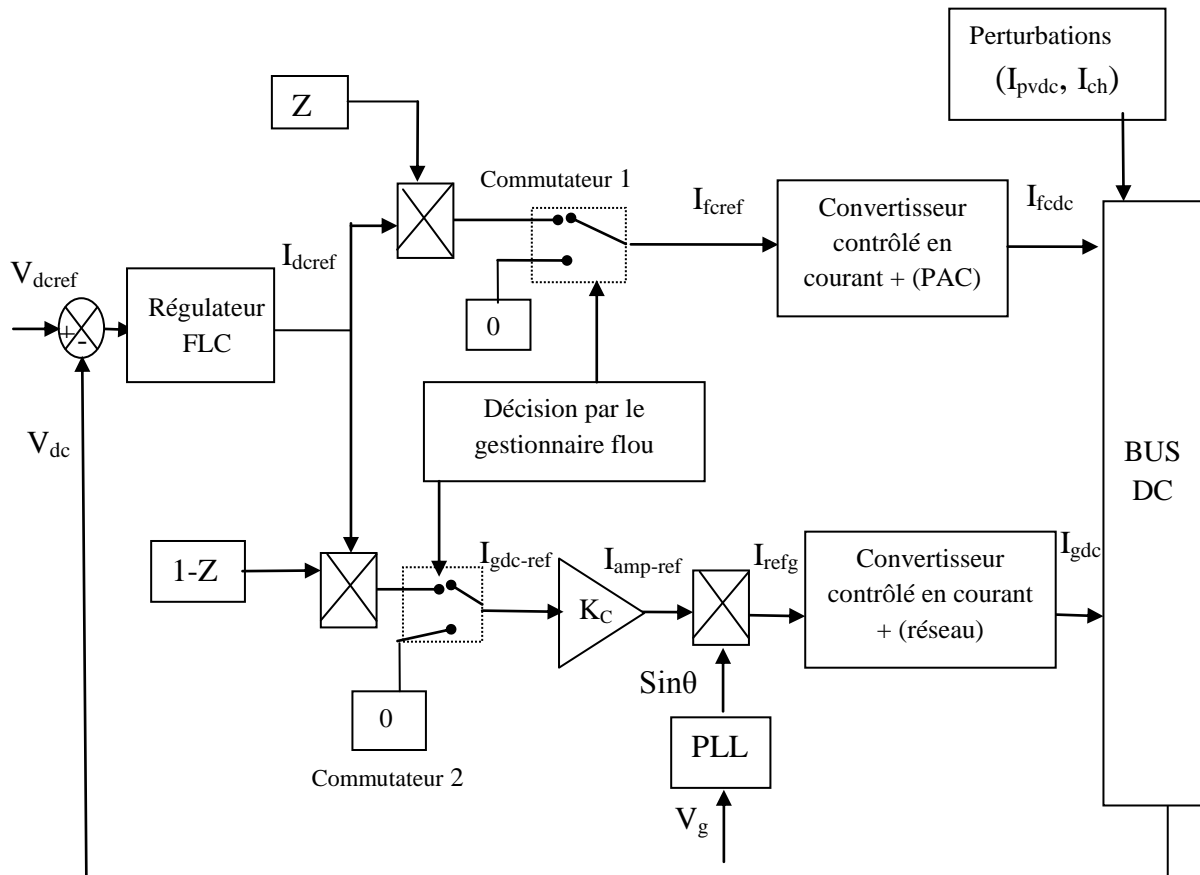


Figure.3.5. Contrôle de la tension du bus DC.

- Conception du régulateur flou:

L'équation dynamique de la tension du bus continu est décrite comme :

$$C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = I_{fcdc} + I_{gdc} + I_{pvdc} - I_{ch} \quad (3-6)$$

Cependant on préférera utiliser l'équation (3.7), car les courants I_{fcdc} et I_{pvdc} ne sont pas directement connus.

$$C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = 1 - \alpha_{fc} I_{fc} + I_{gdc} + 1 - \alpha_{mppt} I_{pv} - I_{ch} \quad (3-7)$$

Pour la présente configuration, le maintien de la tension du bus est garanti par le courant de l'APU(I_{dcref}), alors que les courants I_{pvdc} et I_{ch} sont considérés comme des perturbations. Pour concrétiser une régulation adéquate de la tension du bus autour de sa référence ($V_{dcref}=50V$), la stratégie proposée est celle par logique floue, type Mamdani. La conception du contrôleur FLC passe via les quatre étapes classiques : fuzzification, bases de règles, inférence floue et défuzzification, comme illustré sur la figure.3.6.

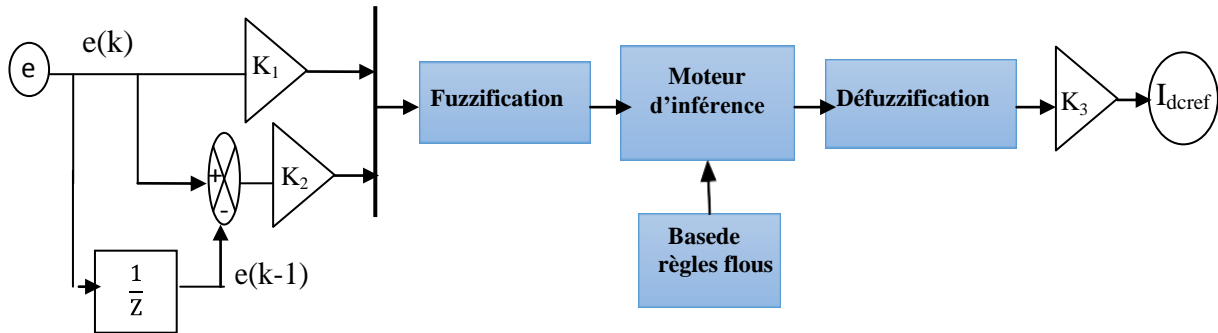


Figure.3.6. Régulation du bus continu par le FLC.

Dans cette configuration, l'erreur de poursuite e et sa dérivée Δe , obtenues à deux périodes d'échantillonnage (k) et ($k-1$) sont considérés comme des entrées :

$$e = V_{dc} - V_{dcref} \quad (3-8)$$

$$\Delta e = e_k - e_{k-1} \quad (3-9)$$

Les gains de normalisations K_1 , K_2 permettent de transformer les entrées réelles en quantités floues, alors que K_3 effectue l'opération inverse pour la sortie.

Pour obtenir de bonnes performances (précision et temps de réponse), lors des changements notables de la perturbation (I_{pvd} , I_{ch}), vingt-cinq règles floues, dressées sur le tableau.3.2 sont choisies

$\begin{smallmatrix} (e) \\ (de) \end{smallmatrix}$	NB	NS	ZO	PS	PB
NB	NB	NB	NB	NS	ZO
NS	NB	NB	NS	ZO	PS
ZO	NB	NS	ZO	PS	PB
PS	NS	ZO	PS	PB	PB
PB	ZO	PS	PB	PB	PB

Tableau .3.2. Table des règles de décision floues.

En outre, pour éviter des calculs durs, des fonctions d'appartenance triangulaires sont choisies pour les entrées et la sortie comme représentées sur la figure.3.7.

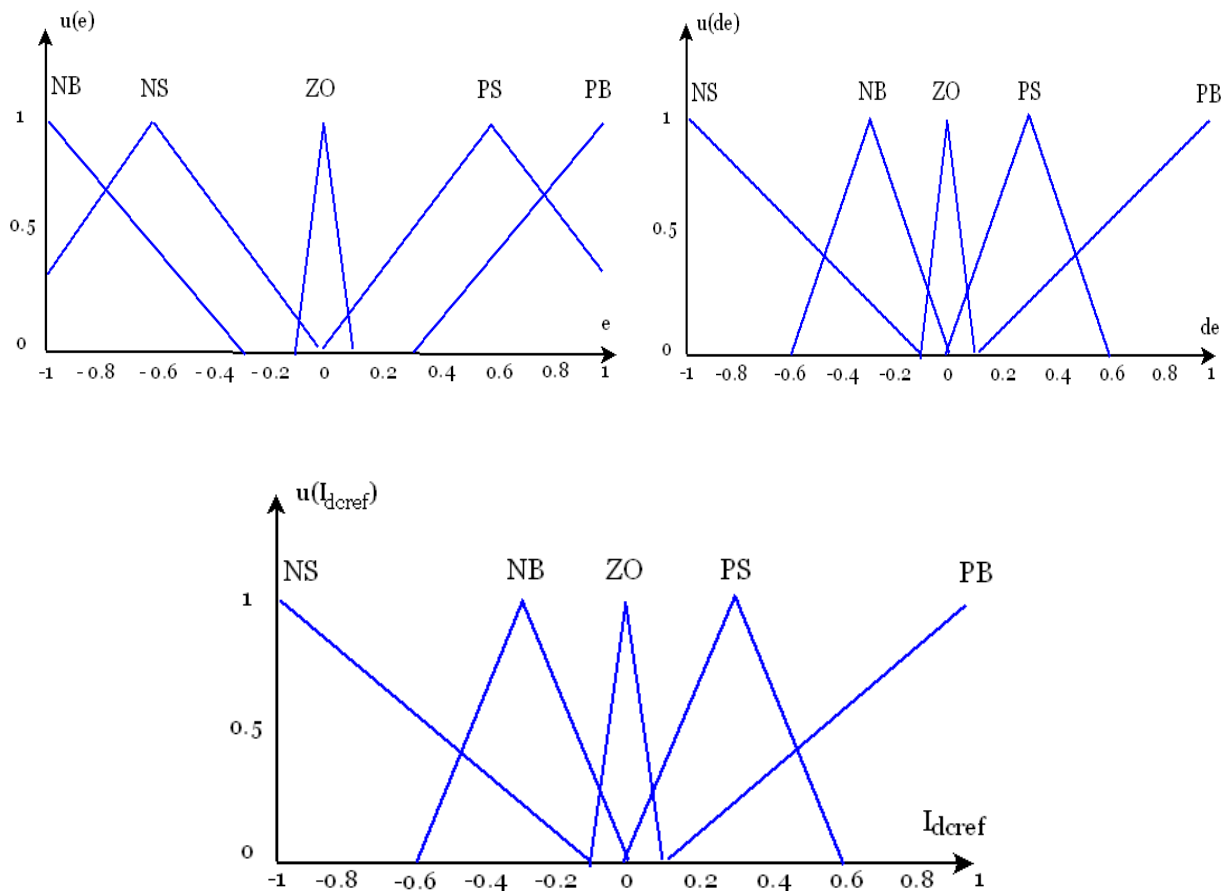


Figure.3.7. Fonctions d'appartenance des deux entrées(e et de) et de la sortie.

L'étape d'inférence floue est réalisée par la méthode de Mamdani, alors que la défuzzification utilise le centre de gravité comme technique pour calculer le courant de référence (I_{dcref}) :

$$I_{dcref} = \frac{\sum_{x=a}^b \mu_A(x) \cdot x}{\sum_{x=a}^b \mu_A(x)} \quad (3-10)$$

3.2.2 Gestionnaire d'énergie sans régulation de tension du bus continu :

Comme deuxième variante du superviseur d'énergie, un gestionnaire intelligent de puissance à base de logique floue a été conçu. Contrairement à la première variante, qui détermine les quantités de puissances de références de l'APU via le régulateur du bus continu, ce gestionnaire délivre directement les puissances de référence P_{refFC} et P_{refg} , avec omission du régulateur du bus continu figure .3.8.

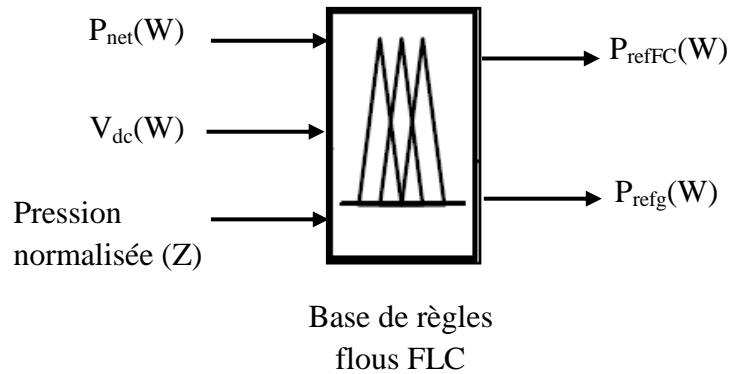


Figure.3.8. Schématique du deuxième gestionnaire d'énergie flou.

Pour ce faire, trois entrées sont considérées et fuzzifiées :

- La puissance nette P_{net} comme la différence entre la demande de la charge $P_{charge-dc}$ et la puissance maximale générée par le module PV.
- La pression normalisée du gaz, qui reflète le gaz disponible dans le réservoir.
- La tension du bus DC, qui doit être maintenue constante à une valeur nominale pour assurer un flux de puissance totale, vers la charge.

La tâche principale de l'algorithme de gestion d'énergie est de décider la configuration du système pour chaque mode de fonctionnement, et permettre une régulation du bus continu sans régulateur introduit.

L'algorithme flou est conçu en utilisant un procédé d'inférence de Mamdani à trois entrées et deux sorties. Pour toutes ces variables, des fonctions d'appartenance triangulaires sont utilisées, sauf pour la tension de bus continu, qui présente une fonction gaussienne, avec trois termes linguistiques : limite basse, limite normale et limite grande (figure.3.9).

En conclusion, une base de règles à 63 combinaisons est obtenue, et dressées sur la table.3.3.

L'étape de déffuzification utilise la methode du centre de gravité et délivre les puissances de référence (P_{FCref} , P_{reg}).

$$\left\{ \begin{array}{l} P_{FCref} = \frac{\sum_{x=a}^b \mu_A(x) \cdot x}{\sum_{x=a}^b \mu_A(x)} \\ P_{gref} = \frac{\sum_{x=a}^b \mu_A(x) \cdot x}{\sum_{x=a}^b \mu_A(x)} \end{array} \right. \quad (3-11)$$

Contrairement à la première configuration, où la commande en courant du stack de pile à combustible et du réseau est élaborée via le régulateur du bus continu ; les références de courant I_{fcref} et I_{refg} sont directement fournies par le gestionnaire d'énergie.

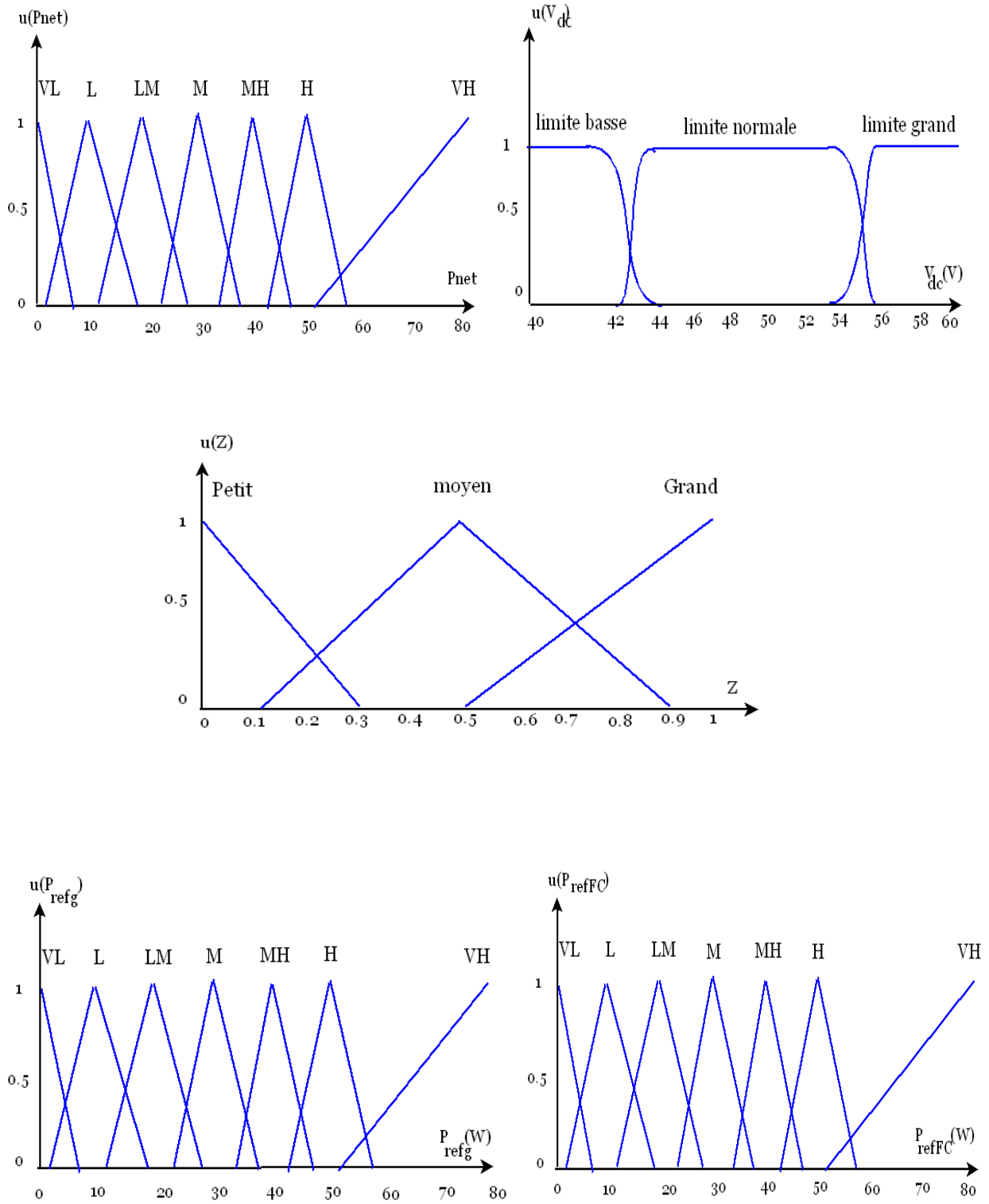


Figure.3.9. Fonctions d'appartenance des trois entrées ($P_{net}(W)$, $V_{dc}(V)$, et Z) et des deux sorties ($P_{refg}(W)$ et $P_{refFC}(W)$).

P _{net}		VL	L	LM	M	MH	H	VH
V _{dc}	Z							
Basse	Petit	P _{refFC} VL P _{refg} LM	P _{refFC} VL P _{refg} M	P _{refFC} VL P _{refg} H	P _{refFC} VL P _{refg} VH			
Normale	Petit	P _{refFC} VL P _{refg} VL	P _{refFC} VL P _{refg} M	P _{refFC} VL P _{refg} MH	P _{refg} VH			
Grande	Petit	P _{refFC} VL P _{refg} VL	P _{refFC} VL P _{refg} L	P _{refFC} VL P _{refg} LM	P _{refFC} VL P _{refg} M	P _{refFC} VL P _{refg} M	P _{refFC} VL P _{refg} H	
Basse	Moyen	P _{refFC} VL P _{refg} VL	P _{refFC} L P _{refg} LM	P _{refFC} LM P _{refg} LM	P _{refFC} LM P _{refg} M	P _{refFC} M P _{refg} MH	P _{refFC} MH P _{refg} H	
Normale	Moyen	P _{refFC} VL P _{refg} VL	P _{refFC} L P _{refg} LM			P _{refFC} MH P _{refg} H	P _{refFC} M P _{refg} H	P _{refFC} MH P _{refg} H
Grande	Moyen	P _{refFC} VL P _{refg} VL			P _{refFC} VL P _{refg} L	P _{refFC} L P _{refg} LM	P _{refFC} VL P _{refg} LM	P _{refFC} M P _{refg} MH
Basse	Grand	P _{refFC} VL P _{refg} LM	P _{refFC} M P _{refg} VL	P _{refFC} VH P _{refg} VL	P _{refFC} MH P _{refg} M	P _{refFC} H P _{refg} MH		
Normale	Grand	P _{refFC} L P _{refg} VL	P _{refFC} M P _{refg} VL	P _{refFC} MH P _{refg} VL	P _{refFC} H P _{refg} MH	P _{refFC} MH P _{refg} M	P _{refFC} H P _{refg} MH	
Grande	Grand	P _{refFC} VL P _{refg} VL		P _{refFC} L P _{refg} VL	P _{refFC} LM P _{refg} VL	P _{refFC} LM P _{refg} L		P _{refFC} MH P _{refg} M

Tableau .3.3. Table de décision du deuxième gestionnaire flou.

3.3 Commande rapprochée des convertisseurs statiques :

A. Commande côté source photovoltaïque PV :

La figure.3.10.présentele schéma de principe du module photovoltaïque doté d'un étage d'adaptation DC-DC, de type boost à liaison directe.

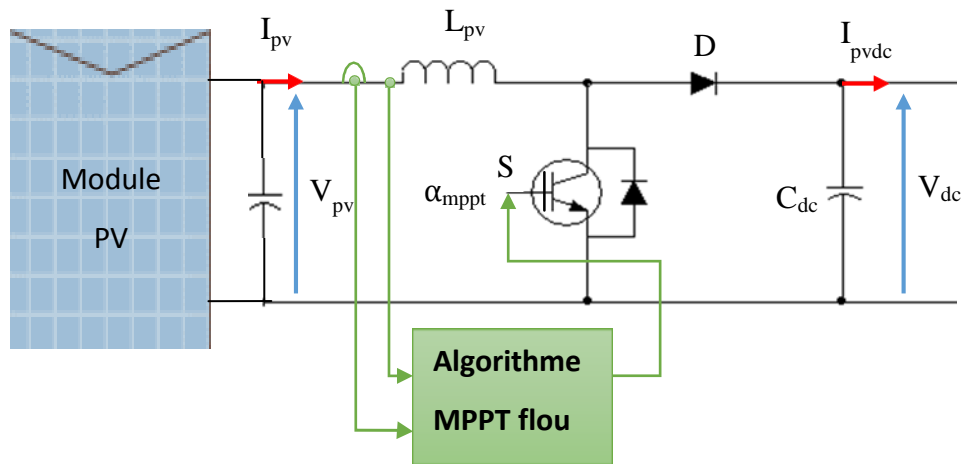


Figure.3.10. Schématique du contrôle MPPT flou du convertisseur coté PV.

Pour permettre une utilisation fiable de cette source dite : à puissance finie, l'extremum de son énergie doit être adéquatement atteint et utilisé. Pour ce faire, l'hacheur survolteur doit donc intégrer la fonction MPPT qui permet d'adapter son point de fonctionnement pour garantir l'extraction de la puissance maximale. De nombreuses méthodes MPPT sont aujourd'hui développées pour améliorer l'efficacité d'implantation, des oscillations autour du point optimum, la vitesse de convergence, la mise en œuvre du matériel, les capteurs de mesure nécessaires, et le coût [55].

Pour permettre cette extraction, le rapport cyclique α est le degré de liberté utilisé pour le pilotage du convertisseur. L'algorithme fait perturber le point de fonctionnement d'un incrément $\Delta\alpha$, et observe son comportement. Récemment, un ensemble de stratégies, inspirées de l'intelligence artificielle sont conçues et implémentées comme algorithme MPPT, dites : intelligentes, de par leur robustesse, et tolérance des imprécisions de modélisation. Parmi, on cite la logique floue [56].

Le choix de cette méthode de recherche dite : extrémale réside, dans ses performances notables, de point de vue : robustesse vis-à-vis des variations de l'éclairement solaire et l'oscillation moindre autour de l'optimum. Elle est considérée en fait comme une méthode fiable lors des formes de l'éclairement ne présentant pas un ombrage partiel.

- Conception du régulateur MPPT flou :

La conception du régulateur flou, type Mamdani, utilisé comme algorithme MPPT, passe par la synthèse de quatre étapes : fuzification, base des règles, inférence floue et défuzzification, comme le montre la figure.3.11 :

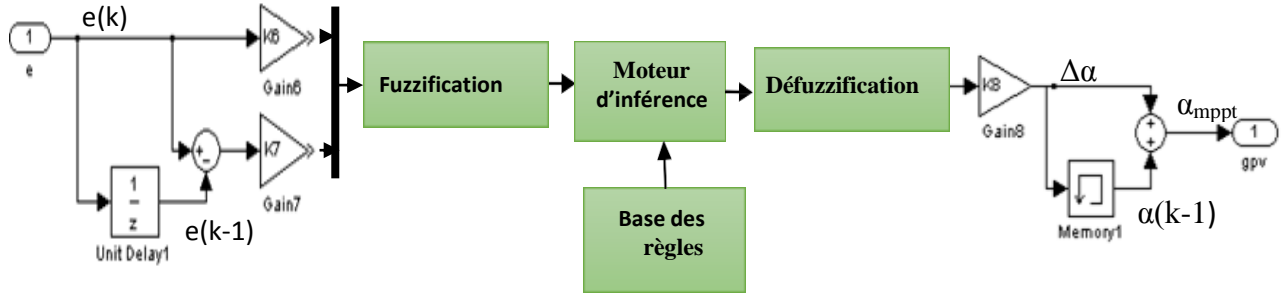


Figure.3.11. Structure du contrôleur MPPT flou.

Le contrôleur MPPT flou proposé, possède deux entrées et une sortie. Les deux variables d'entrées du FLC sont l'erreur e et la variation de l'erreur (Δe) prélevées à chaque pas d'échantillonnage, et la sortie ($\Delta\alpha$) représente l'incrément du rapport cyclique.

Les deux entrées e et Δe sont définies comme suit :

$$e = \frac{\Delta V_{pv}}{\Delta I_{pv}} I_{pv} + V_{pv} \quad (3-12)$$

$$\Delta e = e_k - e_{k-1} \quad (3-13)$$

Où ΔV_{pv} et ΔI_{pv} sont respectivement la variation de la tension et du courant du module, mesurées à deux périodes d'échantillonnage (k) et ($k-1$). La valeur de l'erreur $e(k)$ démontre en fait la condition de la conductance incrémentale, qui doit converger vers sa valeur optimale nulle. La valeur de $\Delta e(k)$ détermine l'effort de commande fourni pour atteindre l'optimum en temps fini.

- Fuzzification :

La fuzzification désigne le processus de détermination du degré d'appartenance de chaque variable à une partition floue. Le nombre de ces ensembles flous est déterminé après expertise du comportement du système. Dans le présent travail, le domaine d'existence est partagé en sept intervalles pour chacune des trois variables e , Δe et la sortie $\Delta\alpha$ (figure.3.12), pour permettre un bon suivi du point optimum lors des variations notables et rapides de l'éclairement solaire.

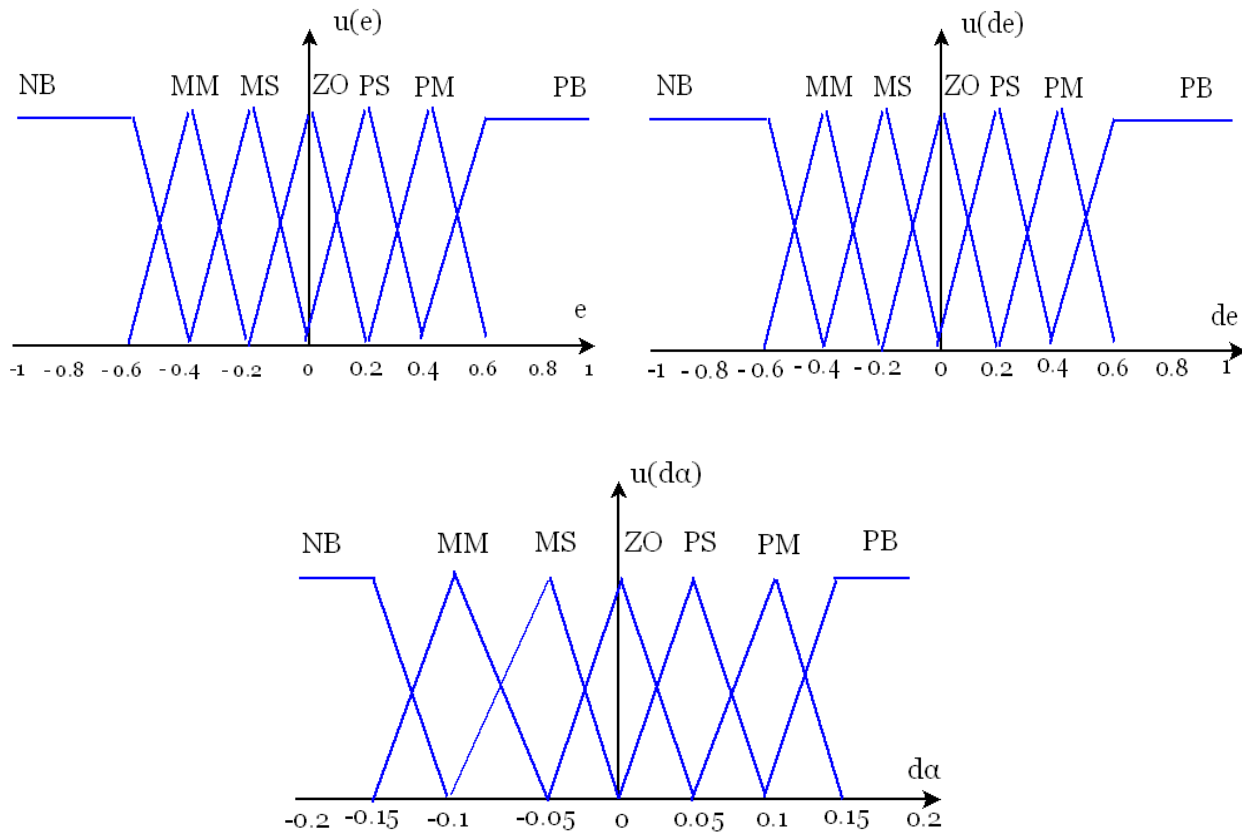


Figure.3.12. Fonctions d'appartenance des deux entrées (e et de) et la sortie($d\alpha$).

- **Inférence :**

Le tableau.3.4 présente la matrice d'inférence du régulateur flou. Les variables d'entrées numériques sont converties en variables linguistiques pour prendre les sept valeurs suivantes : NB : Négatif grand, NM : Négatif moyen, NS : Négatif petit, ZE : Zéro, PS : Positif petit, PM : Positif moyen, PB : Positif grand.

La première phase est une phase rude où on utilise un pas de recherche important pour accélérer la recherche. Une fois le point fonctionnement s'approche du point optimum, l'algorithme flou fonctionne dans la phase fine où le pas de recherche est faible, ce qui va diminuer les oscillations, et l'efficacité du système sera améliorée [57].

La méthode d'inférence choisie est celle de Mamdani, avec une opération (Max-Min). Elle consiste à utiliser l'opérateur Min pour le (ET) et l'opérateur Max pour le (OU).

de \ e	MB	MM	MS	ZO	PS	PM	PB
MB	MB	MB	MB	MB	MM	MS	ZO
MM	MB	MB	MB	NM	MS	ZO	PS
MS	MB	MB	MM	MS	ZO	PS	PM
ZO	MB	MM	MS	ZO	PS	PM	PB
PS	MM	MS	ZO	PS	PM	PB	PB
PM	MS	ZO	PS	PM	PB	PB	PB
PB	ZO	PS	PM	PB	PB	PB	PB

Tableau .3.4. Table des règles de décision floues pour le régulateur MPPT.

- **Défuzzification :**

Elle consiste à convertir cette fois les variables linguistiques en variables numériques. Les sorties floues des règles précédentes sont combinées en utilisant la fonction « Max » pour former un seul ensemble flou. Cet ensemble est défuzzifié et multiplié par le facteur d'échelle pour générer une seule valeur de commande. La méthode choisie pour la dernière étape de la conception du contrôleur flou est la méthode du centre de gravité. Elle permet le calcul de l'incrément du rapport cyclique $\Delta\alpha$ comme suit :

$$\Delta\alpha = \frac{\sum_{i=1}^n d\alpha_i u_i}{\sum_{i=1}^n u_i} \quad (3-14)$$

Le rapport cyclique α est alors déduit :

$$\alpha = \Delta\alpha \cdot k - 1 + \Delta\alpha \quad (3-15)$$

Les gains de normalisations K_6 , K_7 permettent de convertir les valeurs d'entrées réelles en quantités floues et K_8 effectue une opération inverse.

B. Commande côté pile à combustible :

Compte tenu du caractère basse tension de la PAC, il sera généralement nécessaire d'élever sa tension, atteignant celle du bus continu, via un boost à liaison directe (figure.3-13). Une commande en courant par un régulateur par mode glissant type : lyapounov permet de contrôler la puissance fournie par la pile, et où deux options sont possibles pour identifier la référence du courant :

- 1) Soit elle provient directement de la boucle de régulation de la tension du bus pour le premier gestionnaire d'énergie (voir l'équation 3-7).
- 2) Soit en divisant la puissance de référence P_{FCref} par la tension du PAC V_{fc} pour la deuxième technique de gestion.

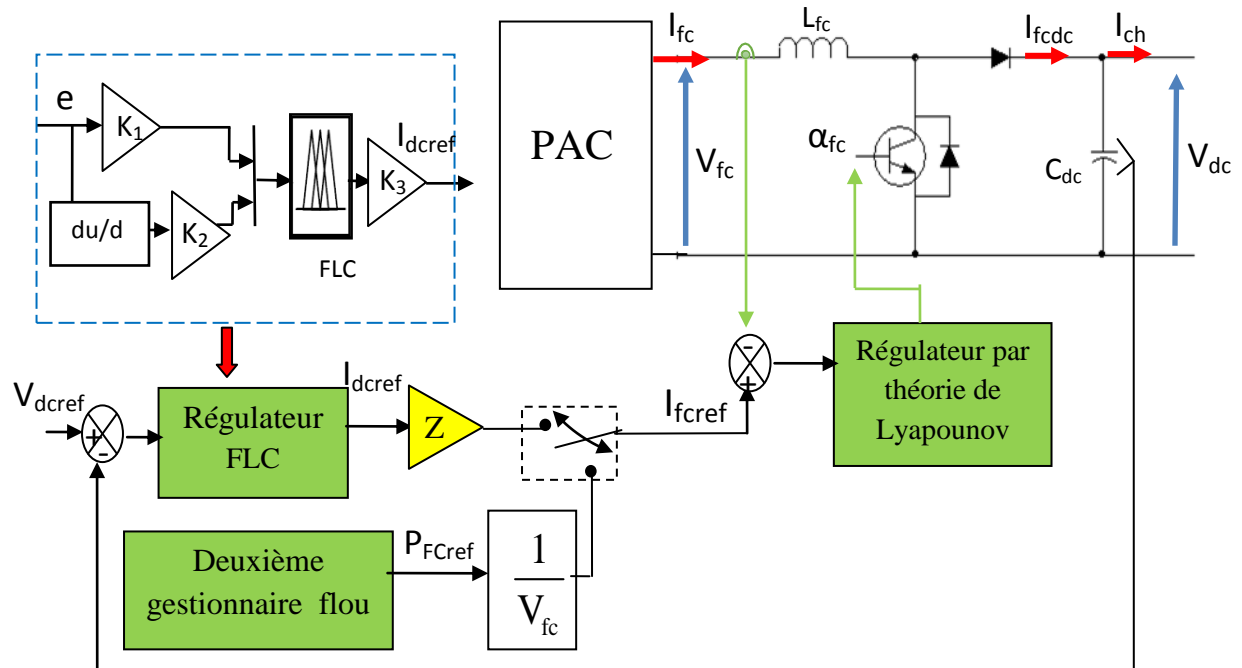


Figure.3.13. Schématique de la commande en courant de la pile à combustible.

L'erreur de suivi et sa dynamique sont respectivement définies comme:

$$e = I_{fcref} - I_{fc} \quad (3-16)$$

$$\dot{\mathbf{e}} = \dot{\mathbf{I}}_{\text{fcref}} - \dot{\mathbf{I}}_{\text{fc}} \quad (3-17)$$

On introduit une fonction quadratique, définie positive liée à l'erreur de suivi:

$$V = \frac{1}{2} e^2 \quad (3-18)$$

Le gradient de la fonction coût V est déduit ainsi :

$$\dot{V} = \dot{e}e \quad (3-19)$$

Pour assurer une stabilité asymptotique du système, l'équation (3-19) doit être semi-négative définie. Pour ce faire, choisissons la fonction désirée du gradient, de forme exponentielle décroissante :

$$\dot{V} = -Ke^2 \quad (3-20)$$

En égalisant les deux équations (3-19) et (3-20), le gradient de l'erreur en boucle fermée est calculé comme une équation du premier ordre, sans seconde membre :

$$\dot{e} = -Ke \quad (3-21)$$

Par un choix approprié de la constante K_{fc} , la dynamique du système est améliorée, et le courant de pile à combustible, suit sa référence en un temps fini.

- En régime établi, le rapport cyclique, lie la tension d'entrée V_{fc} , et celle de sortie V_{dc} , via la fameuse équation :

$$\alpha_{fc} = 1 - \frac{V_{fc} - V_{L_{fc}}}{V_{dc}} \quad (3-22)$$

Après calcul fait, le rapport cyclique du convertisseur est déduit, ainsi:

$$\alpha_{fc} = 1 - \frac{1}{V_{dc}} \left[V_{fc} - L_{fc} \left(K_{fc} e + \dot{I}_{fcref} \right) \right] \quad (3-23)$$

C. Commande côté réseau monophasé:

L'objectif du contrôle coté réseau monophasé, est de permettre un écoulement souple et fiable de la puissance produite ou injectée, tout en assurant une opération à facteur de puissance de valeur absolue unitaire (1 ou -1).

Pour ce faire, la commande rapprochée de l'onduleur est obtenue via une régulation par hystérésis du courant du réseau.

Pour permettre ceci, le courant de référence est synthétisé ainsi :

$$I_{refg} = I_{amp-ref} \sin \theta \quad (3-24)$$

Où $I_{amp-ref}$ et θ , désignent respectivement la valeur crête du courant du réseau et sa phase. Le courant crête $I_{amp-ref}$ est calculé selon l'hypothèse d'un transfert d'énergie sans pertes (onduleur idéal), alors que l'angle électrique du réseau θ est déduite via un circuit de verrouillage de phase (PLL).

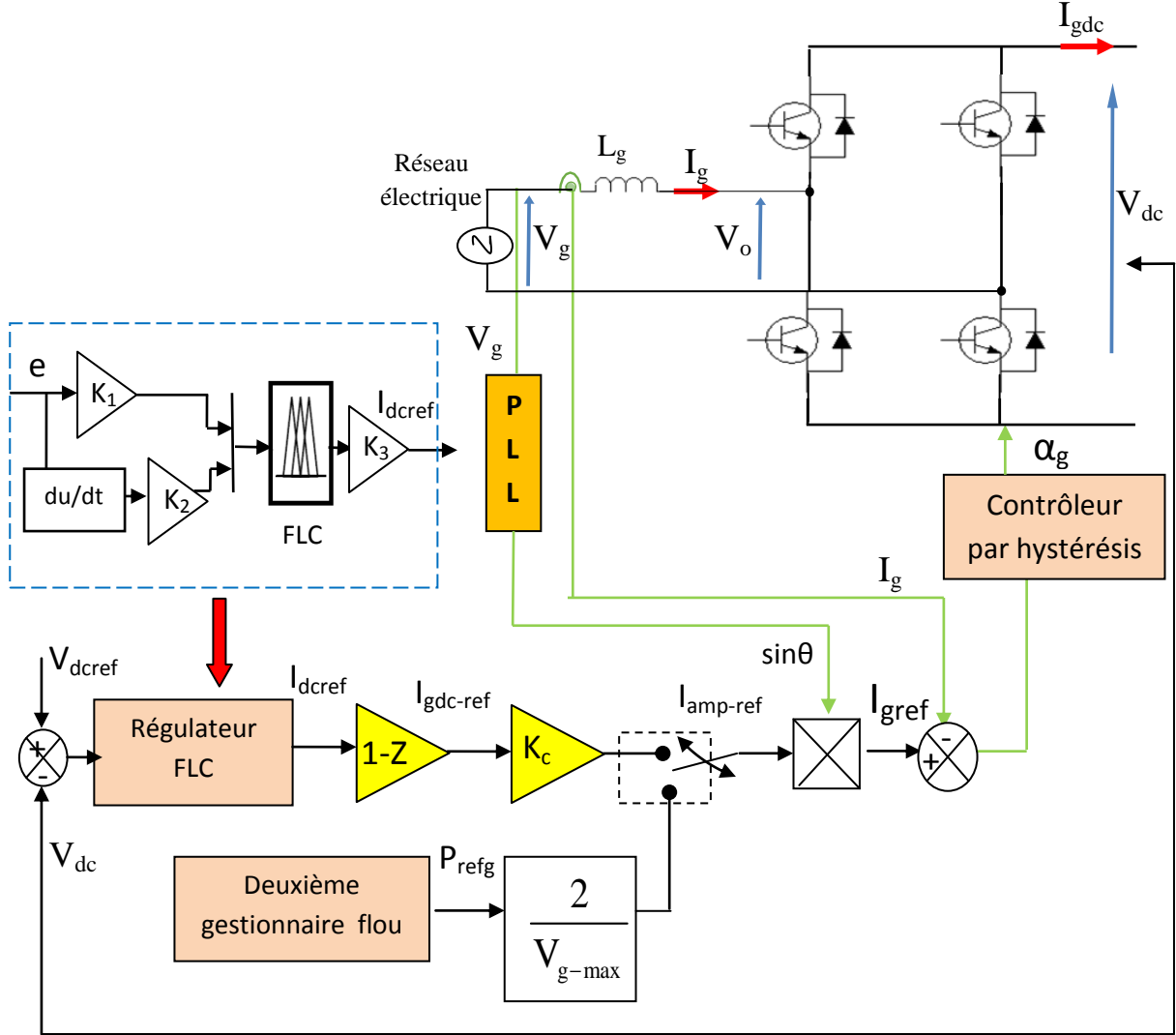


Figure.3.14. Schéma de principe du contrôle de l'onduleur du réseau.

+ Calcul de la valeur crête du courant de référence :

En supposant un fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire côté réseau, la valeur crête du courant $I_{amp-ref}$ est liée à son image côté continu $I_{gdc-ref}$ par l'équation linéaire :

$$I_{amp-ref} = K_c I_{gdc-ref} \quad (3-25)$$

Où la constante K_c est déduite sur la base d'un onduleur sans pertes [61menadi]:

$$K_c = \frac{\sqrt{2}V_{dcref}}{V_{g-eff}} \quad (3-26)$$

Estimation de l'angle θ du réseau :

Pour réaliser la commande par hystérésis de l'onduleur associé au réseau, il est nécessaire d'avoir l'angle θ de la tension du réseau pour former le courant de référence, comme illustré sur la figure (3-14). Dans ce contexte, il est existé plusieurs méthodes classiques pour définir cet angle dans la littérature, telles que :

- « Zero Crossing » qui utilise une logique de OU Exclusif.
- Méthode PLL (Phase Locked Loop).

La méthode PLL est la plus efficace, et sa structure est très diversifiée, mais comprend toujours 3 blocs : détecteur de phase, correcteur, oscillateur commandé en tension.

Les PLL monophasés sont soumis aux mêmes problèmes que le triphasé avec une difficulté supplémentaire qui résulte du champ d'information plus réduit (une seule phase).

Dans notre application, une PLL dont la structure présentée dans la figure.3.15 est utilisé, elle comprend deux blocs principaux:

- Bloc de détecteur de Phase.
- Bloc « Moyenne » dans le correcteur estime l'angle θ d'une façon synchronisée.

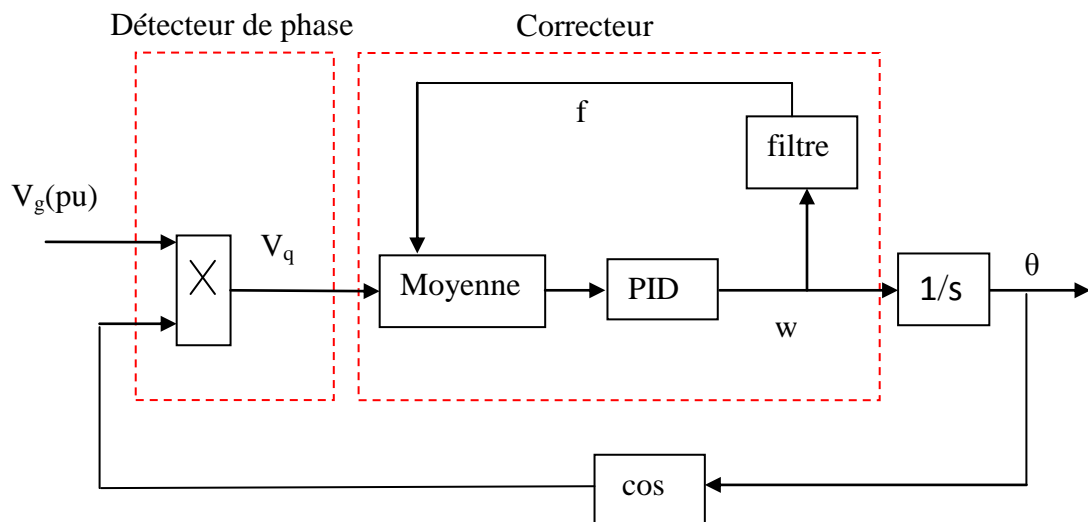


Figure.3.15. Structure du PLL monophasé.

Contrôle du courant par régulateur à hystérésis :

Cette méthode consiste à élaborer le signal MLI directement à partir de la grandeur à contrôler, par des décisions de type tout ou rien. L'avantage majeur est la très grande de mise en œuvre, alors que le principal inconvénient est l'absence de contrôle de la fréquence de

commutation, ce qui rend délicat le dimensionnement. Le principe de ce contrôle consiste à maintenir le courant réel à l'intérieur d'une bande de largeur donnée, centrée autour du courant de référence (figure.3.15). Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation aux interrupteurs.

De ce fait, les conditions de commutation des deux Interrupteurs statiques K_i ($i=a, b$) de l'onduleur sont définies en terme des états logiques correspondants :

$$K_i = +1 \text{ si } I_{\text{refg}} - I_g > \Delta I \quad (3-27)$$

$$K_i = 0 \text{ si } I_{\text{refg}} - I_g < \Delta I \quad (3-28)$$

$$K_i = -K_{i-1} \text{ si } I_{\text{refg}} = I_g \quad (3-29)$$

Où :

- I_g et I_{refg} désignent le courant du réseau mesuré et sa référence, respectivement.
- ΔI : bande d'hystérésis, choisie de façon à ne pas dépasser la fréquence de commutation admissible des semi-conducteurs.

Dans la présente application, ΔI est choisie égal à 0.01.

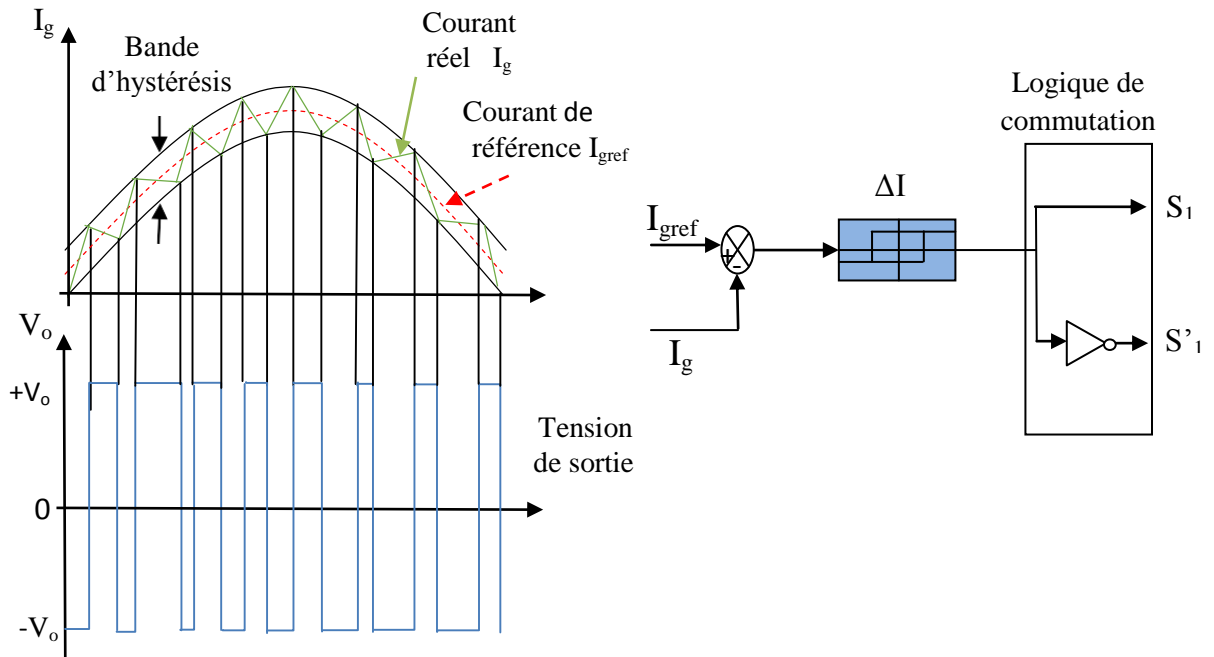


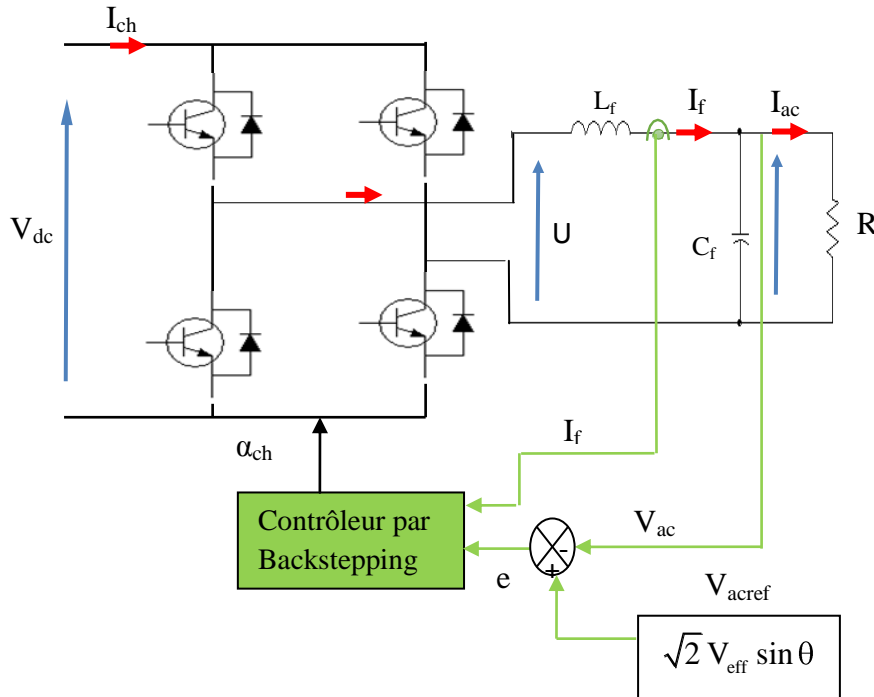
Figure.3.16. Commande par Hystérésis.

D. Commande de l'onduleur côté charge:

Pour permettre à la charge d'être alimentée avec une onde sinusoïdale, sous une tension et fréquence nominale (24V, 50Hz), une commande de l'onduleur par Backstepping est adoptée, [58] et où la dérivation de la loi de commande est basée sur les équations du dipôle (L_f , C_f), (figure.3.16).

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 \\ a_3 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ a_4 \end{bmatrix} U \quad (3-30)$$

Où les variables d'état x_1 et x_2 désignant respectivement la tension de la charge V_{ac} et le courant de la bobine I_f , et les paramètres de la matrice de transition A et la matrice B sont :



$$a_1 = -\frac{1}{RC_f}, a_2 = \frac{1}{C_f}, a_3 = -\frac{1}{L_f}, a_4 = \frac{1}{L_f}.$$

Figure.3.17. Commande l'onduleur de la charge par Backstepping.

Pour permettre une convergence de la tension de la charge vers sa valeur de référence V_{acref} en un temps fini, le dispositif de commande est réalisé en deux étapes récursives en

assurant la stabilité de l'ensemble du système. Pour ce faire, une fonction candidate de Lyapounov, liée aux erreurs de suivi suivantes Z_1 et Z_2 est introduite :

$$V = \frac{1}{2}Z_1^2 + \frac{1}{2}Z_2^2 \quad (3-31)$$

Où :

$$Z_1 = x_1 - V_{acref} \quad (3-32)$$

$$Z_2 = x_2 - \alpha_1 \quad (3-33)$$

Avec α_1 représente une valeur de référence fictive de la variable d'état x_2

Afin d'assurer la fonction quadratique de Lyapounov V de converger vers zéro en un temps fini, le gradient doit être semi-négatif défini. En écrivant le gradient de V sous la forme de l'équation (3-34), la tension de commande U de l'onduleur est déduite ainsi :

$$\dot{V} = -C_1 Z_1^2 - C_2 Z_2^2 \leq 0 \quad (3-34)$$

$$U = -\left(\frac{C_1 + C_2}{a_4}\right)Z_2 + \left(\frac{C_1^2 - a_2^2}{a_2 a_4}\right)Z_1 - \left(\frac{a_3}{a_4}\right)x_1 - \left(\frac{a_1}{a_4}\right)x_2 + \frac{\ddot{V}_{acref}}{a_2 a_4} \quad (3-35)$$

Où C_1 et C_2 sont des constantes positives assurant la négativité et la rapidité de V .

Enfin, la commande de l'onduleur monophasé est réalisée en MLI naturelle, en comparant la sortie non filtrée U avec une porteuse de fréquence 25KHz.

3.4 Conclusion :

Dans ce chapitre, une présentation explicite des lois de commande permettant une opération optimale du système hybride a été décrite. En fait, ses algorithmes de contrôle permettent une fois implémentés de gérer les quantités de puissances fournies par chaque source, ainsi qu'un pilotage adéquat des différents convertisseurs statiques introduits.

Chapitre 4

VALIDATION EXPERIMENTALE

4.1 Introduction :

Comme pour toutes les sciences appliquées, l'aspect expérimental d'une étude constitue une partie très importante voir essentielle. Dans le domaine d'électrotechnique, il permet d'une part de concrétiser le travail de recherche et de faire émerger les problèmes liés à la mise en œuvre, et d'autre part de valider ou non l'étude théorique.

Dans le présent chapitre, on va mettre en exergue les performances de la gestion optimale d'énergie d'une chaîne de production électrique renouvelable issues des modes de fonctionnement et des lois de commande présentées au chapitre précédent. Cette étude est menée afin de mettre en évidence la faisabilité des deux méthodes de gestion d'énergie : le superviseur avec régulation de tension de bus continu et le superviseur sans régulation.

Le banc d'essai permet de mettre en place les lois de commande grâce à un environnement logiciel qui s'appuie sur le package Matlab/Simulink, muni d'une carte dSPACE DS 1104. Le principal avantage du banc expérimental proposé est sa flexibilité. En effet, les stratégies de commande précédemment décrites peuvent être automatiquement implémentées sur la dSPACE. De plus, les modèles établis et simulés peuvent être simplement modifiés. Pour ce faire, plusieurs outils logiciels sont utilisés :

- Matlab/Simulink.
- RTI (Real Time Interface) qui est une librairie dSPACE permettant l'implémentation des stratégies de commande.
- RTW (Real Time Workshop) qui compile les fichiers Simulink et les adapte pour être chargés dans la dSPACE.

4.2 Description du banc d'essai :

Pour valider expérimentalement les approches de commande proposées, un banc d'essai à petite échelle a été monté au sein du laboratoire de recherche LGEB, à l'université de Biskra, dont les figures (4.1 et 4.2) illustrent respectivement un aperçu et le synoptique. En fait, ce système est constitué de trois sources dont deux sources principales et une seule source d'appoint :

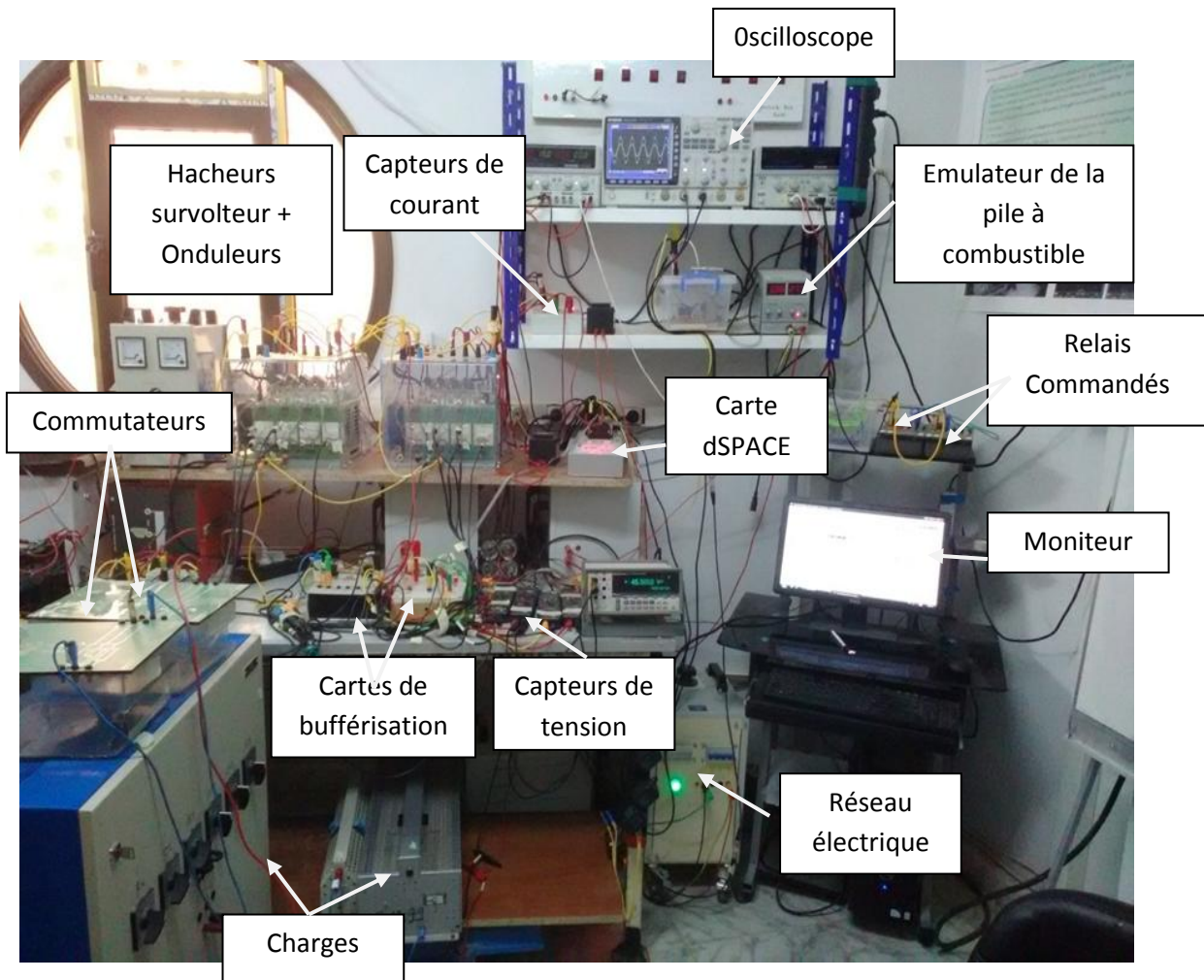


Figure.4.1. Banc d'essai expérimental.

- La première source principale de puissance finie est un module photovoltaïque (PV) de marque ISOFOTON, constitué de 36 cellules en séries, de type monocristallin, produisant aux conditions standards d'éclairement solaire et de température (STC : 1000 W/m^2 , 25°C), une puissance crête de 75 Wc , à une tension optimale de 17.3V . Le module photovoltaïque est fixé à l'extérieur du laboratoire, et orienté en plein sud, sous une inclinaison, égale à la latitude du lieu (34°) (figure.4.3). Le boost relié au module PV est constitué d'un convertisseur DC /DC à connexion directe, muni d'un dipôle (interrupteur IGBT et une diode en antiparallèle) avec une isolation galvanique, qui permet d'élever la tension du module à la tension du bus DC.

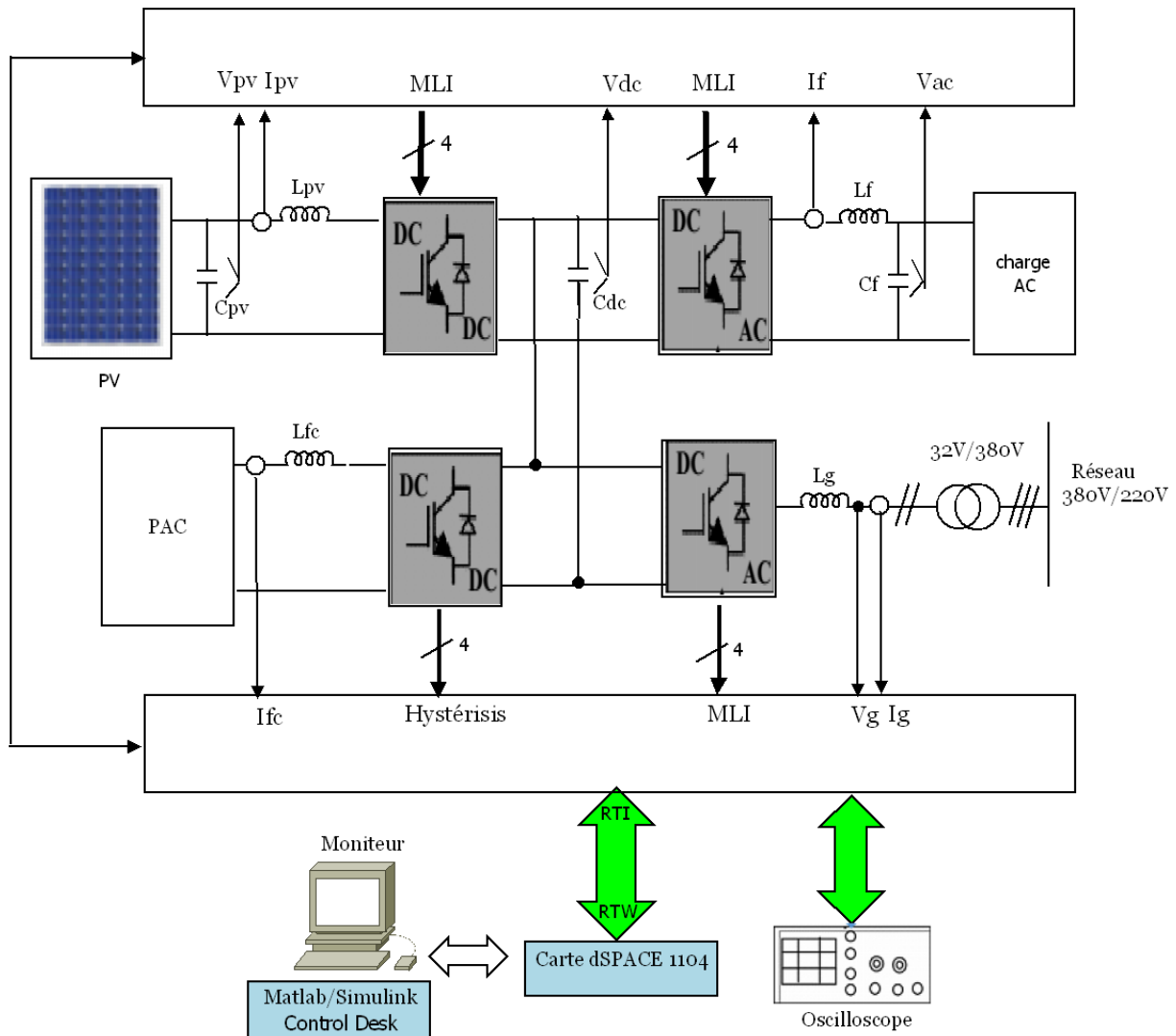


Figure.4.2. Synoptique du banc expérimental.

Ce convertisseur permet également d'obtenir le maximum de puissance du panneau grâce à l'utilisation d'un algorithme de commande MPPT fluo. Il est à noter que tous les convertisseurs statiques introduits utilisent le "SEMITCRON" comme élément à commande externe, permettant de changer à volonté le type du convertisseur choisi.

- La deuxième source principale de puissance finie sollicitée pour des appels moyen de puissance par la charge, et ce en comblant le déficit signalé par le module photovoltaïque est une pile à combustible. De ce fait, et vue la non-disponibilité de la pile au sein du laboratoire, un émulateur du stack, type échange de protons (PEMFC) fournissant une puissance crête de 100Wc, à une tension de 22,6V et un courant de 4,42A a été conçu. En fait, l'émulateur choisi simule juste la caractéristique électrique du stack en utilisant une source continue de puissance 150W (30V, 5A) de marque

”DAZHENG DC POWER SUPPLY PS 305D ”, à commande linéaire via un potentiomètre.



Figure.4.3. Module photovoltaïque utilisé.

Pour ce faire, la tension délivrée par la source n'est pas réglée à volonté d'une façon usuelle par le potentiomètre, mais calculée par la DSPACE via un convertisseur numérique analogique DAC, en reproduisant la même caractéristique (I-V) de la pile. Pour notre système, l'émulateur simulant la pile à combustible se compose d'une source de tension continue, contrôlée par le courant suivant la caractéristique du modèle de la pile à combustible. Le schéma global de l'émulateur utilisé pour l'expérimentation est sur la (figure.4.4). La pile à combustible est reliée au bus à travers un convertisseur élévateur (boost) de même type que le convertisseur associé au module PV.

- Un autotransformateur triphasé réglable (380/450V) avec un courant maximum de 13 A dans chaque phase, de couplage Y/Y, de marque ” LANGLOIS”, simule le réseau électrique monophasé en utilisant seulement une phase. Cette source d'appoint présente une tension efficace de 32V, et reliée à un onduleur monophasé en pont de marque SEMIKRON, à commande rapprochée de type MLI accessible. Il est constitué par deux bras à IGBT, avec un filtre inductif à l'entrée, constituée d'une bobine de (10 mH, 0,9Ω), concrétisant un double rôle : se comporter comme une source de courant lors de la connexion au réseau de l'onduleur, et de minimiser l'effet des commutations de se propager sur le réseau. En sortie, le convertisseur est muni d'un

condensateur de filtrage C_{dc} de $1100\mu F$, qui assure l'interfaçage du réseau avec le bus DC.

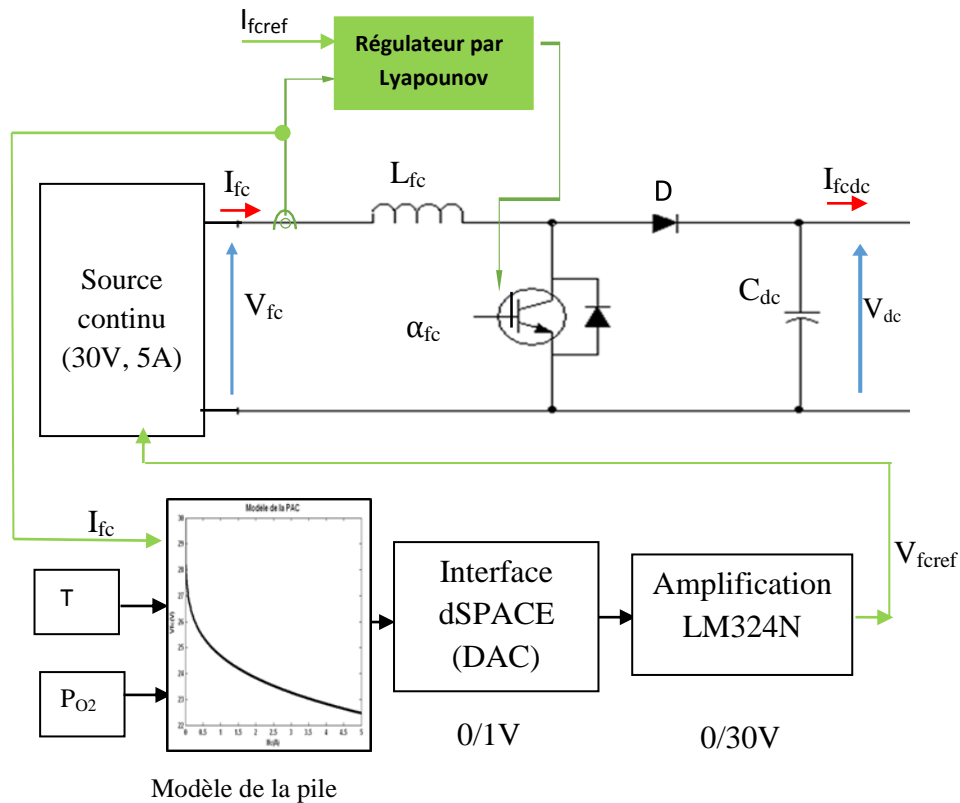


Figure.4.4. Emulateur de la pile à combustible proposée.

Il est à rappeler que cette configuration en pont de l'onduleur permettra un écoulement réversible.

- Enfin, une charge résistive variable simule la consommation énergétique de l'utilisateur final, et connecté au bus continu, via un onduleur monophasé en pont, de même caractéristique que celui de réseau, et un dipôle ($L_f - C_f$) de ($20mH, 200\mu F$), servant comme filtre de sortie.

4.2.1 Isolation galvanique du convertisseur SEMIKRON :

Pour des raisons de sécurité, il est nécessaire d'implanter une carte d'isolation galvanique entre la basse et la forte puissance. Ce convertisseur de puissance intègre quatre cartes du même constructeur SEMIKRON (type SKHI22), qui commande chacun des bras du pont à des niveaux de tensions $0V/15V$ (figure 4.5).

Le driver SKHI22 contient un générateur d'impulsions et un transformateur, qui assure la transmission de la commande, et une alimentation isolée des transistors de puissance qui attaquent la grille de ces transistors. En outre, ce driver contient un signal

d'erreur en logique négative ; c'est-à-dire, qu'il délivre un signal de +15V s'il n'y a pas d'erreur. En cas d'anomalie, le driver se bloque et les impulsions d'entrée sont ignorées. Le verrouillage d'erreur est remis à zéro en forçant les deux entrées à 0, et en enlevant la cause d'erreur.

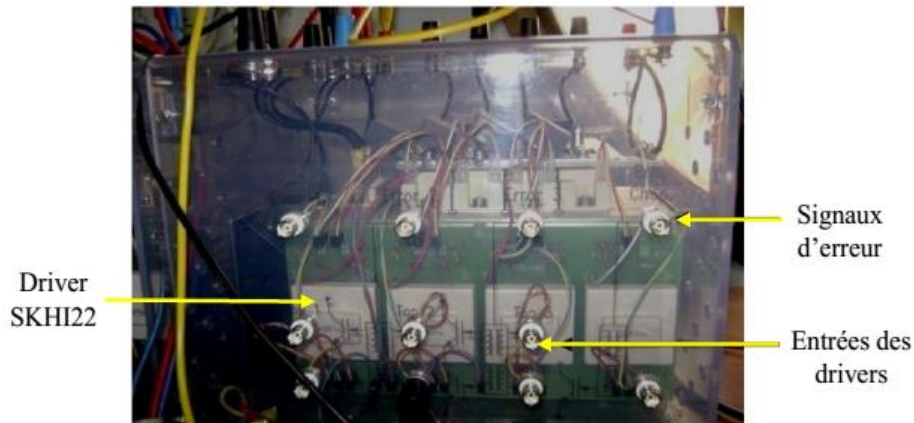


Figure.4.5. Carte d'isolation galvanique.

4.2.2 Carte dSPACE DS1104 :

Le prototypage rapide est un système informatique qui permet de développer des logiciels pour calculateurs embarqués, ou des éléments de commande de systèmes mécatroniques. L'avantage majeur est de pouvoir simuler des lois de contrôle/commande et de pouvoir les transposer immédiatement dans le système réel à contrôler. Actuellement, la majeure partie des industriels impliqués dans le transport terrestre et aérien (PSA, Renault, BMW, VAG, Airbus, . . .) utilisent ces outils.

Le contrôle de notre système a été réalisé à l'aide d'un outil de prototypage rapide dSPACE. L'avantage de ce dernier est d'utiliser le support Matlab® Simulink® pour concevoir le système et d'utiliser l'outil RTI (Real Time Interface), afin d'exporter l'application sur un système de contrôle/commande à base de microprocesseur temps réel (PowerPC) et DSP. Cette carte est connectée sur le port PCI d'un ordinateur personnel (PC) et un boîtier permettant d'accéder aux entrées et sorties. La supervision, le diagnostic et la modification de paramètres se font à l'aide d'un logiciel (Control Desk) qui permet de créer une interface graphique sur un PC pour l'utilisateur.

L'outil de prototypage dS1104 présente architecture interne, figurant sur la figure .4.6, caractérisé par :

- Processeur Power PC (PPC) cadencé à 250 MHz.
- 32 Mo de SDRAM pour le programme.

- 4 entrées analogiques multiplexées 16 bits 10 V - 2 μ s.
- 4 entrées analogiques parallèles 12 bits 10 V - 800 ns.
- 8 sorties analogiques 16 bits 10 V - 10 μ s.
- 20 entrées/sorties TTL.
- 2 entrées codeur incrémental 24 bits.
- 1 interface série.

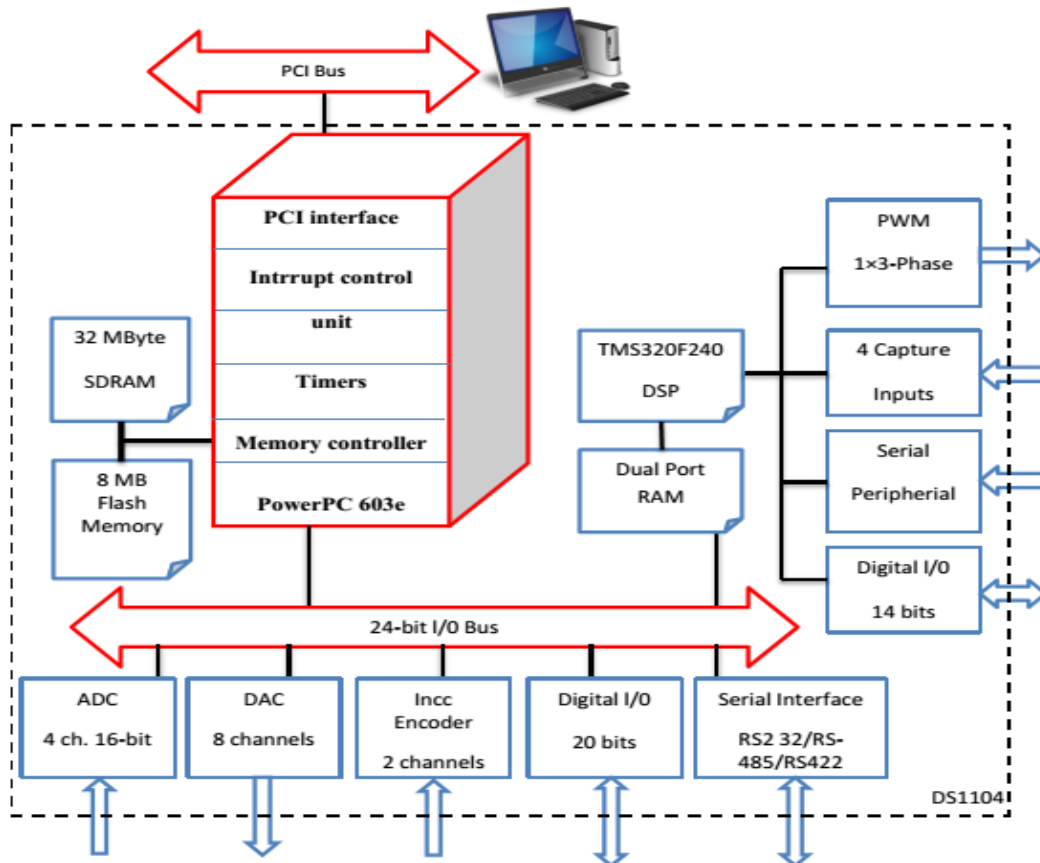


Figure.4.6. Schéma de la carte DS1104.

4.2.3 Liaison Semikron - dSPACE :

La connexion entre la carte dSPACE et les convertisseurs de puissance est réalisée par une carte d'interface, qui adapte les niveaux du signal de commande à la tension de la grille de l'IGBT. Le circuit de commande de la grille d'un IGBT, reçoit en entrée des signaux logiques d'ouverture et de fermeture de niveau de tension (0/15V), alors que les signaux des ports du dSPACE disposent des signaux au format TTL (0/5V). Pour permettre le verrouillage des interrupteurs, nous avons par conséquent réalisé une carte d'interfaçage permettant d'adapter les signaux de sortie de l'interface dSPACE avec les niveaux logiques des signaux d'entrée de l'onduleur.

Un circuit de bufférisation utilisant le 74LS00 (portes NAND), garantissant une diminution des dégâts en cas de mauvais fonctionnement de l'onduleur, est cascadié par un étage d'élévation de niveau de tension en exploitant le circuit 74LS17, constitué à son tour de six inverseurs à collecteur ouvert (figure 4.7).

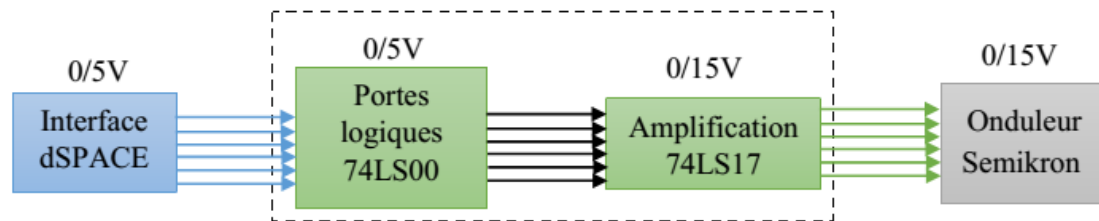


Figure.4.7. Schéma synoptique de la carte de bufférisation.

4.2.4 Mesure des grandeurs électriques :

Les mesures des courants et des tensions figurant sur la figure.4.8, sont réalisées respectivement par les circuits LEM LA25-NP et LEM LV25P, qui représentent le cœur des pinces ampérométriques LA25-NP, et de tension LV25P de la compagnie LANCLOIS. Ce sont en fait des capteurs à effet hall, basés sur la mesure des champs magnétiques issus des courants électriques. Le tableau .4.1 donne le nombre et les gains des différents capteurs utilisés. Ces gains seront pris en compte dans le programme (RTI).

Capteurs utilisés (LA25-NP et LV25P)		
Entrée mesurée	Nombre	Gain
Tension PV(V_{pv})	1 capteur	200
Tension du Bus(V_{dc})	1 capteur	200
Tension de charge (V_{ac})	1 capteur	200
Tension du réseau(V_g)	1 capteur	200
Courant du PAC (I_{fc})	1 capteur	10
Capteurs μ TECH(CSM025A)		
Courant PV (I_{pv})	1capteur	2.5
Courant de charge (I_{ac})	1capteur	2.5
Courant du réseau (I_g)	1capteur	2.5

Tableau .4.1. Liste des capteurs utilisés dans le banc d'essai.



a. Capteur de courant



b. Capteur de tension

Figure.4.8. Capteurs des mesures électriques.

4.3 Validation expérimentale :

Dans le présent chapitre, nous allons mener des essais expérimentaux pour mettre en exergue les performances de la gestion optimale d'énergie du système hybride, issus des modes de fonctionnement et des lois de commande présentées au chapitre précédent.

On présentera en fait dans ce qui suit un ensemble de graphes démontrant les performances du système, et où l'expérience a été réalisée en un jour clair, le 19 octobre 2015, entrepris sur le système caractérisé par les données fournies dans le chapitre deux.

A cet effet, une intervalle de temps de 20s simule la consommation journalière de l'utilisateur final. Pour permettre de visualiser de près les performances dynamiques et statiques, cette demande est choisie variable en créneaux de façon aléatoire, où la charge demande 70W entre 0 et 5.77s ; 28W entre 5.77s et 10.5s ; 70W entre 10.5s et 15.22s ; et enfin 100W entre 15.22s et 20s, comme illustré respectivement sur la figure.4.9 et le tableau.4.2.

Temps (s)	0-5.77	5.77-10.5	10.5-15.22	15.22-20
P_{ch} (W)	70	28	70	100

Tableau .4.2. Demande journalière de la charge.

Comme deuxième entrée au système, la figure.4.10 illustre la pression normalisée du gaz stockée dans les réservoirs. Cette dernière varie en trois états : petit, moyen, grand. Il est à signaler, que pendant les expérimentations, cet état de pression est concrétisé par une entrée 'soft', vue la non-disponibilité de la pile et ses auxiliaires. Les techniques de contrôle ont été compilées par l'intermédiaire du package Matlab/Simulink, et testées sur les entrées pré-décrites. Sur la figure.4.11 est illustrée respectivement les allures de la puissance extraite du

module solaire P_{pv} , ainsi que la puissance nette P_{net} , issues des deux gestionnaires. Comme il peut être remarqué, cette dernière embrasse en fait la forme du profil de charge. De ces graphes, les remarques suivantes sont extraites :

- Pendant toute l'intervalle de temps, la puissance extraite du module est maintenue optimale (de 42W), étant donné que la condition de la conductance incrémentale, illustrée sur la figure.4.12. reste proche de zéro, malgré la demande variable de la charge ; ce qui prouve par conséquent l'efficacité de l'algorithme MPPT à basé de logique floue.
- Durant le premier palier de la demande de la charge (jusqu'à 5.77s), la puissance P_{net} est remarquable positive, et le système fonctionne alors en mode 1. L'unité de puissance auxiliaire (APU), comble alors le manque de puissance selon à la fois la capacité de la pile et le niveau du gaz stocké, et ce comme suit :

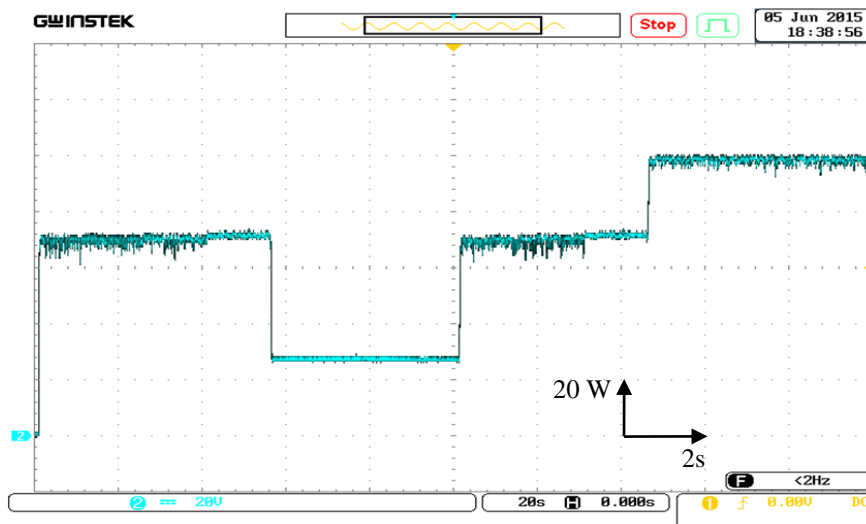


Figure.4.9. Puissance demandée par la charge (W).

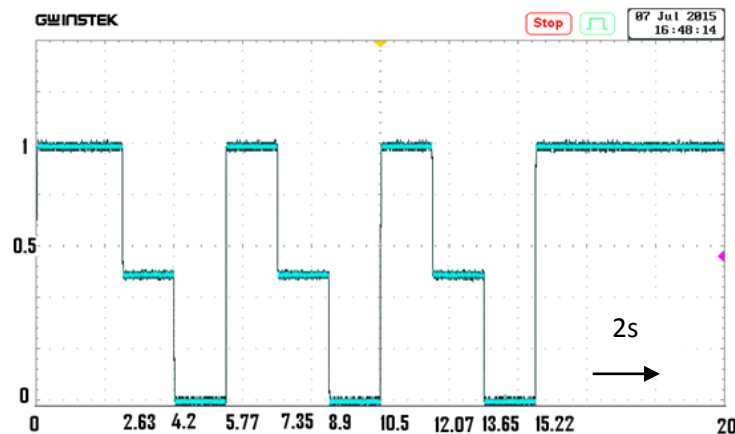


Figure.4.10. Pression normalisée du gaz stocké.

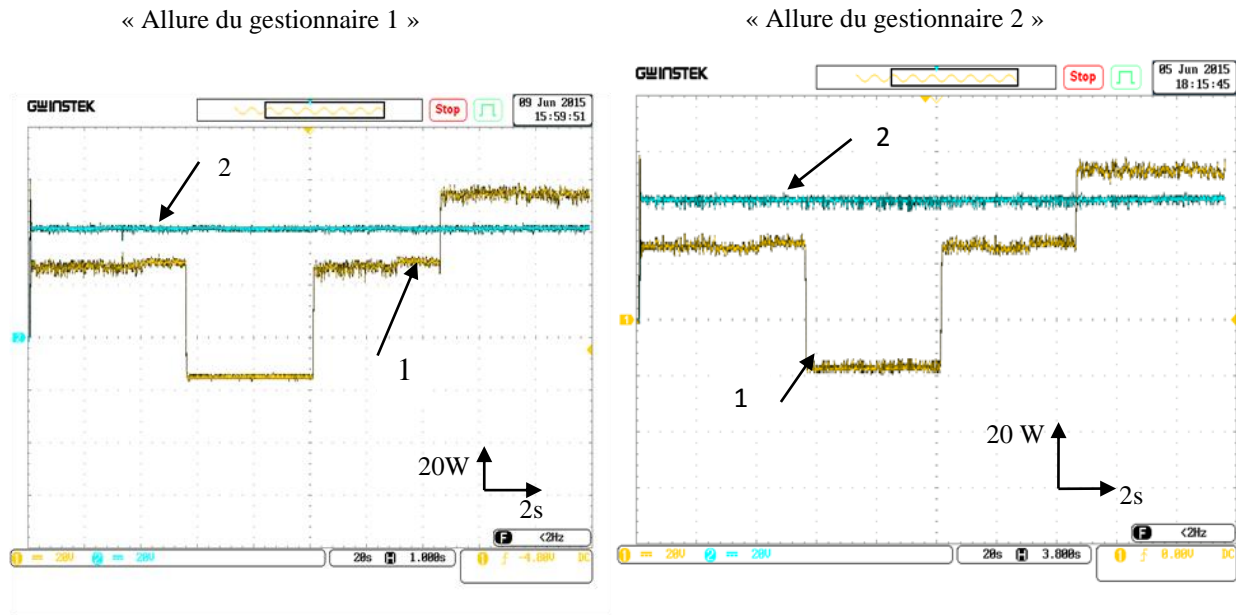


Figure.4.11. (1) Puissance nette (W), (2) puissance du module PV (W).

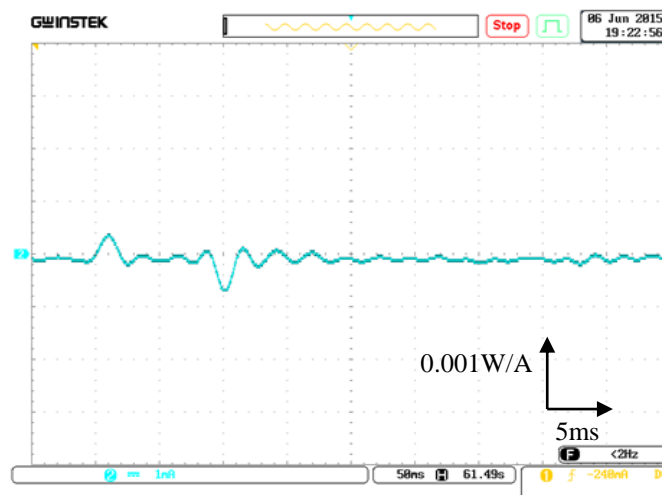


Figure.4.12. Précision du contrôleur MPPT flou (dP_{pv}/dI_{pv} , W/A).

- Durant l'intervalle de temps [0-2.63s], le niveau du gaz est remarqué plein et la demande de la charge est modérée. Pour ce scénario, la pile fournit seule la quantité d'énergie nécessaire pour répondre à la demande, comme illustré sur la figure.4.13.
- Pendant la fenêtre du temps [2.63s-5.77s], l'état de la pression du gaz diminue en palier moyen, puis faible. Pendant le premier intervalle, l'entité de l'unité auxiliaire APU (pile combustible – réseau) est activée pour fournir le manque remarqué, alors que pendant le deuxième état, seul le réseau délivre la quantité d'énergie qui ne peut être fournie par le module PV (figure.4.13.).

- Sur les figures (4.15 et 4.16) sont représentées respectivement les allures du courant et de la tension du réseau pour ce dernier état. On peut clairement remarquer que le courant mesuré embrase d'une manière satisfaisante sa référence (figure.4.14.), prouvant ainsi l'efficacité du régulateur à hystérésis introduit. En outre, le courant est maintenu en phase avec la tension du réseau (figure.4.15), indiquant un fonctionnement à facteur de puissance unitaire, et le convertisseur coté réseau opère alors en redresseur commandé.
- Au cours du deuxième palier de la demande de la charge [5.77s-10.5s], cette dernière appelle moins de puissance, et la puissance nette P_{net} est notée alors négative (figure.4.11.). Le système bascule alors en mode 2, et l'excès de puissance est injecté dans le réseau électrique, comme observé sur la figure.4.13 (puissance du réseau négative). La tension et le courant du réseau sont alors maintenus en opposition de phase, comme montré sur la figure.4.16. et le convertisseur coté réseau opère alors en onduleur autonome. Ce changement du facteur de puissance d'un mode à un autre, peut-être simplement justifier par le basculement du courant crête du réseau $I_{amp-ref}$, qui change de signe une fois le mode de fonctionnement change, comme indiqué sur la figure.4.17.

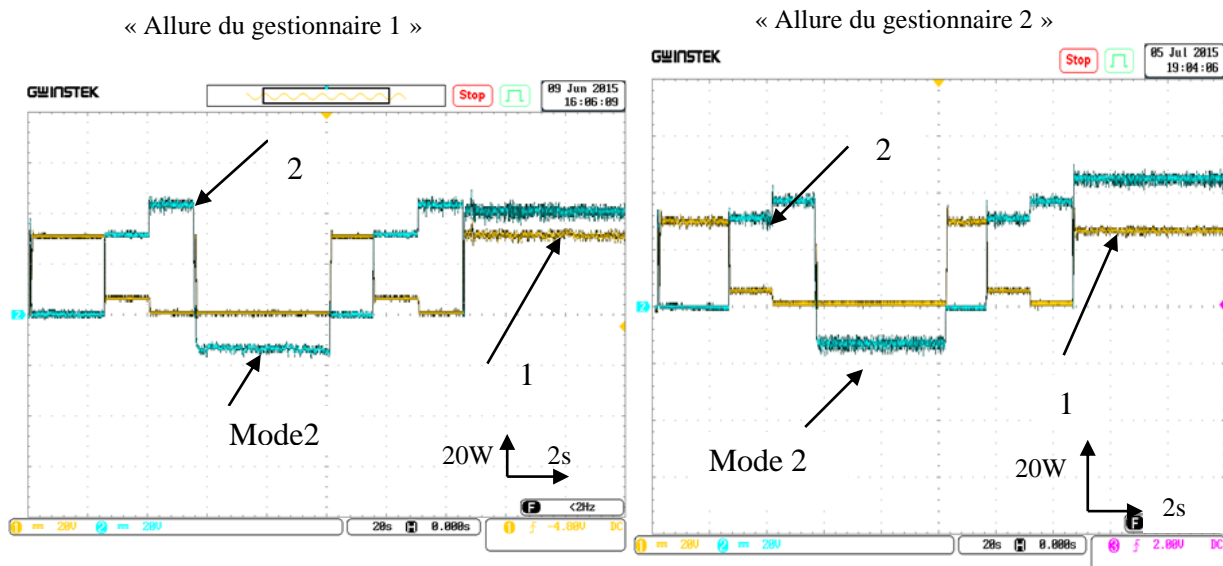


Figure.4.13. (1) Puissance de la pile à combustible (W), (2) puissance du réseau (W).

- Pour la durée de temps restante, la charge demande une puissance en montée et le système re-fonctionne en mode 1. L'unité de puissance auxiliaire (APU) couvre alors le manque d'une façon "Smart" selon l'état de pression du gaz, et ce comme suit :

pendant l'intervalle du temps [12.85s-15.22s], le niveau du gaz est remarqué faible et le réseau seul comble le déficit ; par contre, pendant le dernier palier, la demande de la charge passe par une pointe de 100W, et la pile couvre d'une façon quantitative une partie de cette demande.

- Sur les figures (4.18 (a) et 4.18 (b)) sont montrées respectivement les tracées de la tension du bus continu, issus des deux méthodes de gestion, alors que la figure.4.19, illustre la tension de charge, obtenue par la commande par backstepping. De ces graphes, les points suivants sont à retenir :
 - 1- Le régulateur par logique floue arrive à maintenir constante la tension du bus continu à une valeur de référence de 50V sur toute l'intervalle de temps (figure.4.18 (a)), sans dépassement notable lors du changement du mode, et par conséquent un écoulement souple des différentes quantités d'énergie produites vers la charge est garantie.
 - 2- Sans régulateur introduit pour la deuxième méthode, le deuxième gestionnaire arrive à maintenir la tension du bus constante pour toute la durée de temps, avec des dépassements d'amplitudes modérées lors des changements des modes (figure.4. 18 (b)), permettant ainsi d'achever les mêmes objectifs, avec un effort de commande moindre.
 - 3- La commande par Backstepping a permis à la charge d'être alimenté avec une onde sinusoïdale, d'une valeur efficace 24V et une fréquence de 50Hz, embrassant ainsi sa référence d'une façon notable, et ce pour toute la durée d'expérience (figure.4.19). Il est à noter, que sans mécanisme d'adaptation introduit, la tension de sortie suit sa référence lors des variations de la résistance de charge.
- Enfin, sur les figures. (4.20 (a), .4.20 (b)) sont montrées les allures du courant de la pile, pour les deux méthodes de gestion. On peut clairement remarquer des performances semblables, où on peut distinguer un bon suivi de la référence, et une rapidité notable, prouvant par conséquent l'efficacité du régulateur par mode glissant, type :Lypounov introduit.

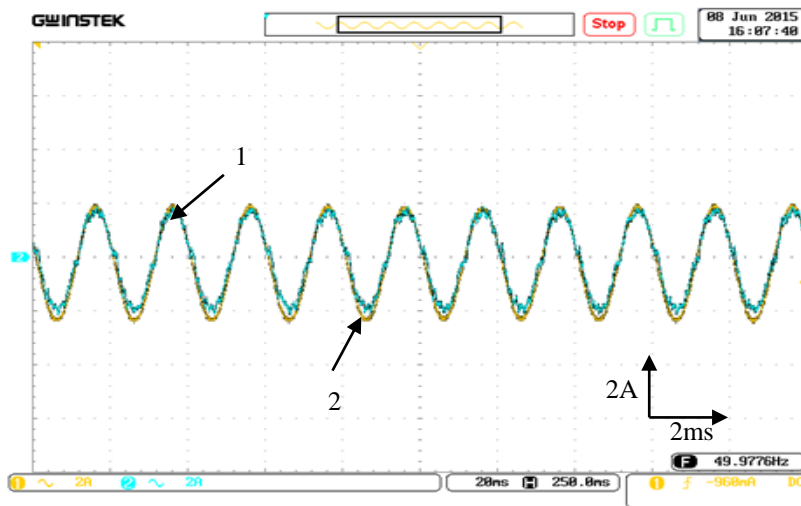


Figure.4.14. Allure du courant du réseau : (1) courant mesuré et (2) référence.

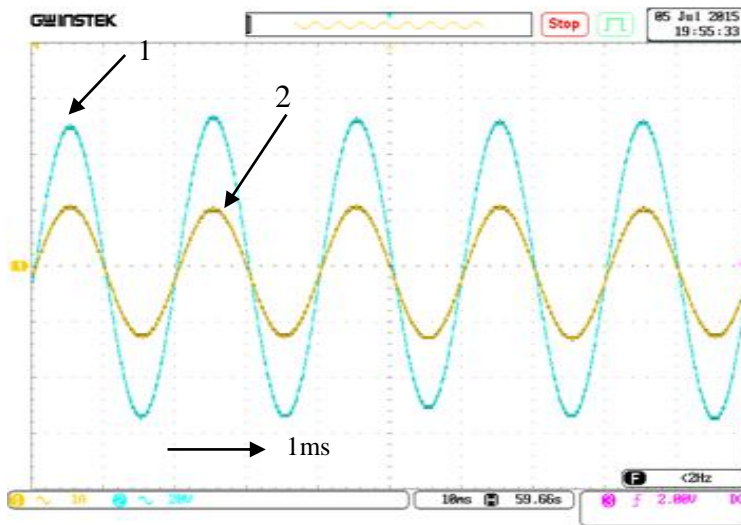


Figure.4.15. Allure de la tension et du courant du réseau (mode 1) :

(1) Tension de réseau (20V/1div), (2) référence de courant de réseau (1A/1div).

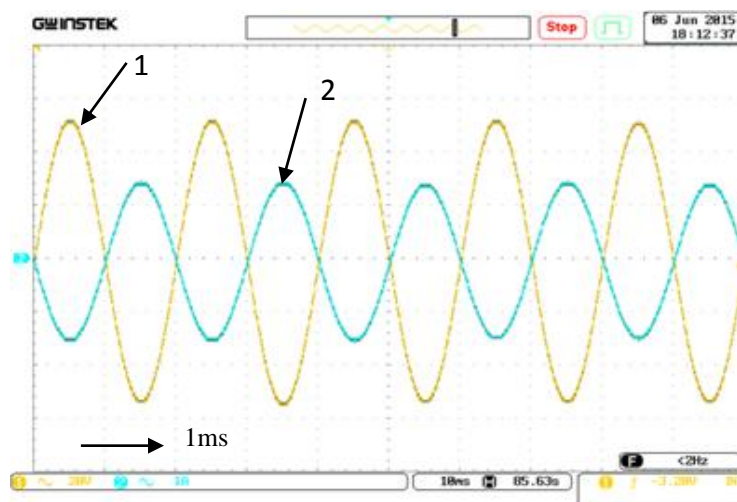


Figure.4.16. Allure de la tension et du courant du réseau (mode 2)

(1) Tension de réseau (20V/1div), (2) référence de courant de réseau (500mA/1div).

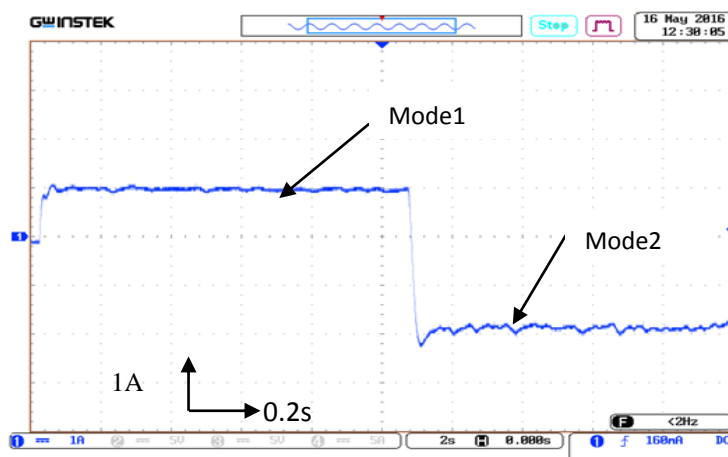


Figure.4.17. Allure de l'amplitude du courant du réseau, $I_{amp-ref}$.

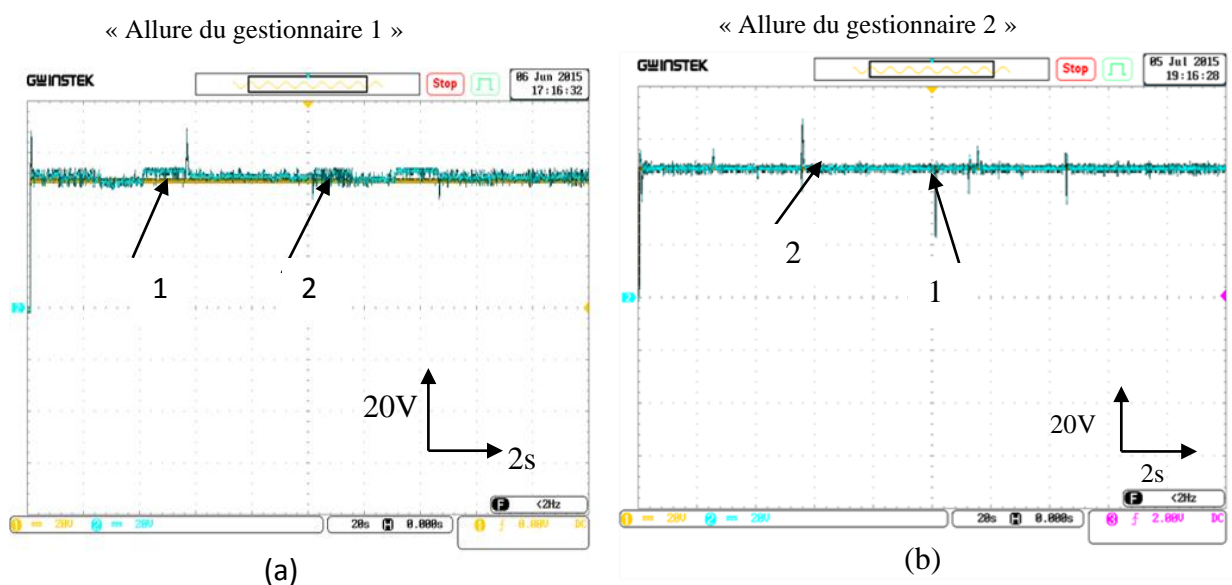


Figure.4.18. Allure de la tension du bus continu : (1) référence, (2) tension mesurée.

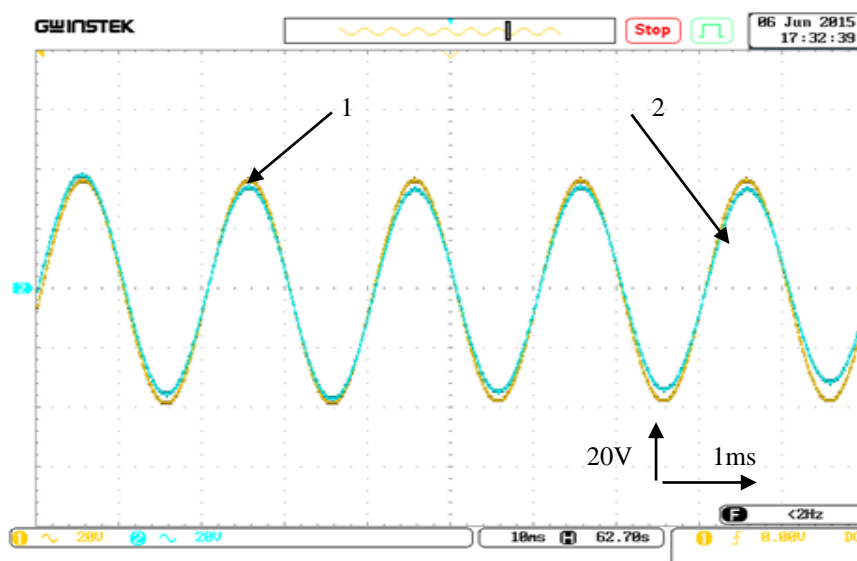


Figure.4.19. Allure de la tension de charge : (1) référence et (2) la tension mesurée.

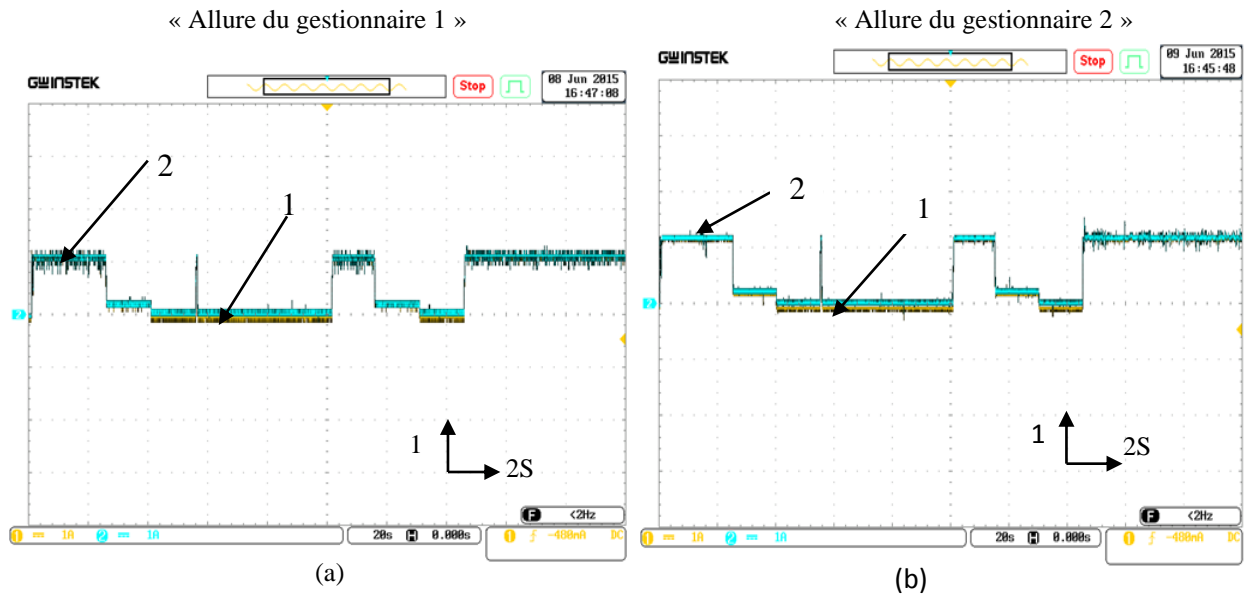


Figure.4.20. Allure du courant de la pile à combustible : (1) référence et (2) courant mesuré.

4.4 Conclusion:

Dans le présent chapitre, et pour mettre en exergue les performances issues des deux gestionnaires d'énergie proposés, une série de courbes indiquant les allures des puissances fournies par chaque sous-système, ainsi que les tensions et courants relatifs ont été fournies. De ces caractéristiques, on a pu constater que les deux méthodes ont concrétisé avec succès une permutation souple entre les deux modes de fonctionnement, où le système d'appoint (APU) est activé d'une façon "Smart" à couvrir le manque pour toute la période d'expérience.

Chapitre 5

COMMANDE TOLERANTE DU SYSTEME HYBRIDE

5.1 Introduction :

Dans la plupart des applications industrielles, la continuité de service est nécessaire. Généralement, afin d'assurer la sûreté de fonctionnement d'un tel système, il faut gérer le processus face à divers problèmes de fonctionnement, qu'il s'agisse de dysfonctionnements ou de pannes de capteurs et/ou d'actionneurs. Cette problématique fait appel à toutes les informations sur le procédé (qu'elles proviennent de la modélisation, des capteurs physiques ou de la commande). Ainsi, l'objectif du diagnostic est de constater l'apparition d'un défaut, d'en trouver la cause, puis d'en déduire la marche à suivre.

Dans ce chapitre, nous allons entreprendre la conception d'un organe décisionnel qui permettra de maintenir la continuité de service en présence de quelques défauts sélectionnés. L'outil qu'on cherche à concevoir, se basera sur un organe de surveillance du comportement du système, permettant la détection et le diagnostic du dysfonctionnement. Avant de procéder à l'application des algorithmes propres à la commande tolérante aux défauts du système hybride étudié, on introduit dans ce qui suit quelques notions propres à ce type de commande. Parmi, on cite : les approches passives et actives.

5.2 Classification des méthodes de la commande tolérante aux défauts :

Il convient de noter que la réalisation d'une commande tolérante aux défauts n'est pas un problème classique et que les conditions induites par la présence de défauts obligent à développer des stratégies particulières. La synthèse d'une classification des approches FTC (Fault tolerant control) peut se reposer sur les effets d'un défaut vis-à-vis des performances du système. En présence d'un défaut de faible gravité, une simple commande robuste peut assurer le maintien des performances nominales du système. Par contre, dans le cas d'un défaut critique, le diagnostic de ce dernier est nécessaire afin de mettre en œuvre une stratégie active de tolérance aux défauts. De façon générale, les méthodes FTC peuvent être devisées en deux grandes classes [59]: les approches passives PFTCS (Passive Fault Tolerant Control System), et les approches actives AFTCS (Active Fault Tolerant Control System).

5.2.1 Approches passives :

L'approche passive repose sur l'idée que les défauts représentent des perturbations sur le système et s'appuie sur les méthodes de synthèse des lois de commande robuste. Autrement dit, la loi de commande est conçue pour être robuste vis à vis d'un ensemble de défauts supposés connus. Par conséquent, aucune information en ligne sur ces défauts n'est nécessaire. C'est donc une approche implicite et prédéfini de défauts, puisqu'il n'y a pas au

préalable de diagnostic. L'inconvénient majeur de ces approches réside dans le fait que la robustesse accrue vis-à-vis de certains défauts est obtenue, et dépend d'un niveau de performance dégradé en régime de fonctionnement sain. De plus, la classe des défauts considérés est limitée ; il devient, alors, très risqué d'utiliser la commande passive tolérante aux défauts seule. Néanmoins, dans certaines applications où la classe de défauts est connue, ces stratégies pourraient s'avérer suffisante. La figure.5.1 représente le schéma de principe d'une telle approche.

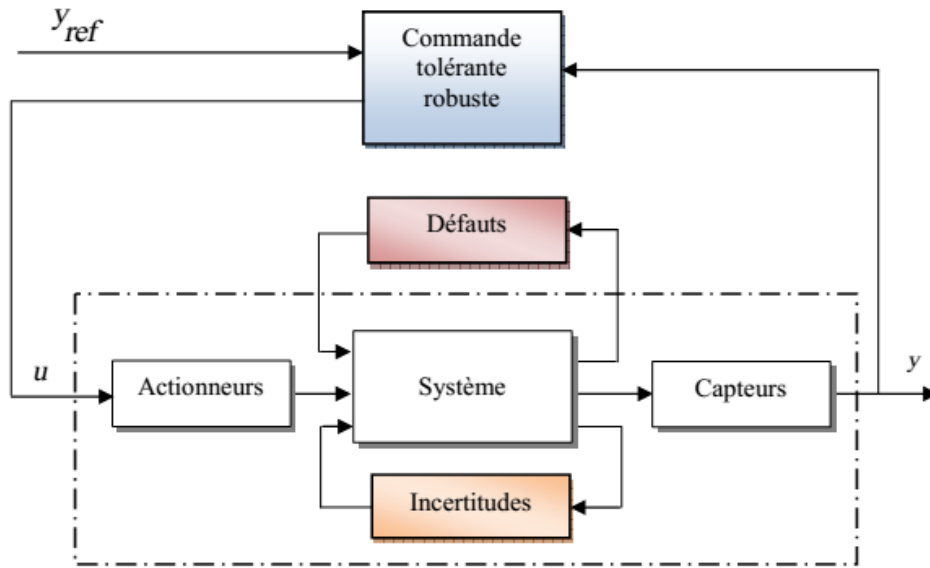


Figure.5.1. Schéma de principe d'une loi de commande FTC Passive.

En résumé, les PFTCS sont utilisés dans des systèmes pour lesquels :

- Les défauts et leurs effets sont connus à priori.
- Il y a de la redondance matérielle (actionneurs et capteurs multiples, etc....).

5.2.2 Approches actives :

A la différence de l'approche passive, l'approche active de la commande FTC procède par une démarche explicite du diagnostic, permettant de détecter et de localiser les défauts imprévus pouvant affecter le système. Une fois qu'un défaut est détecté, localisé et identifié, la stratégie de la FTC est activée en ligne via un mécanisme de reconfiguration. La figure.5.2 représente la structure des systèmes AFTCS.

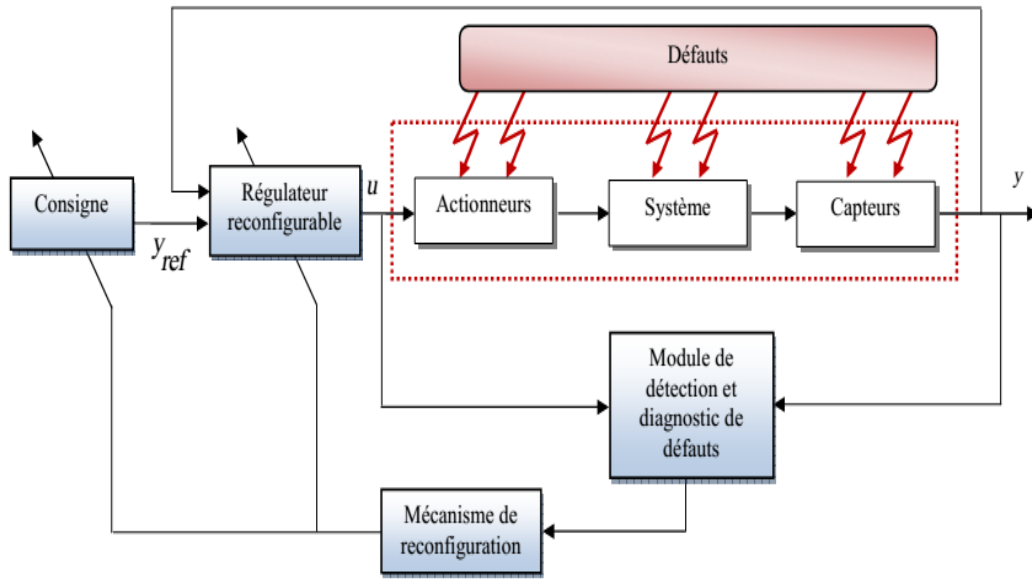


Figure.5.2. Schéma de principe d'une loi de commande FTC active

L'architecture de la commande AFTC est constituée par :

- Un régulateur reconfigurable,
- Un module de détection et localisation des défauts (Fault Detection and Isolation, FDI) ayant une bonne sensibilité aux défaillances et une bonne robustesse par rapport aux incertitudes du modèle, aux variations des conditions d'utilisation et aux perturbations extérieures,
- Un mécanisme de reconfiguration qui permet de recouvrir les performances du système.

Le problème des AFTC est la limite du temps disponible pour la détection, diagnostic et la reconfiguration des contrôleurs. De plus, en cas de défaillance, la stabilité, les performances du régime transitoire et permanent, la robustesse aux bruits, aux incertitudes et aux perturbations sont des problèmes à considérer. Le comportement du système global dépend non seulement de la qualité de l'ensemble des composants, mais aussi de leur interaction en temps réel.

Le régulateur reconfigurable est constitué d'un ensemble de lois de commande pré-calculées ou calculées en ligne, dont chacune est conçue pour générer les références, et dont la structure et les paramètres sont adaptés pour maintenir les performances et la stabilité pour un état donné. Le module FDI doit activer le mécanisme de reconfiguration qui est en charge de sélectionner la loi de commande adaptée à la situation en cours. Cette boucle de détection/localisation et de reconfiguration doit être exécutée dans un temps minimal pour éviter les phénomènes de cascade de défauts et réduire au minimum l'impact négatif du

défaut sur le système. Dans le présent chapitre, deux d'anomalies du système sont considérées et ou l'approche active est appelée à les neutraliser :

- 1) La première concerne un défaut du capteur électrique qui mesure le courant de charge.
- 2) La deuxième concerne en fait, un défaut système, où une perte du réseau électrique est constatée (black-out).

Cette partie consiste principalement à développer un système de contrôle, avec une commande tolérante aux défauts comme illustré dans la figure.5.3, afin d'assurer la continuité de service, suite aux deux types de défauts suivants :

- 1) Défaut capteur du courant de charge, permettant via un algorithme de vote de basculer d'une commande avec capteur à une commande sans capteur.
- 2) Défaut système, où une perte du réseau est constatée. Une reconfiguration de la commande au niveau du contrôle du module PV est alors suggérée pour assurer une alimentation continue en énergie de la charge.

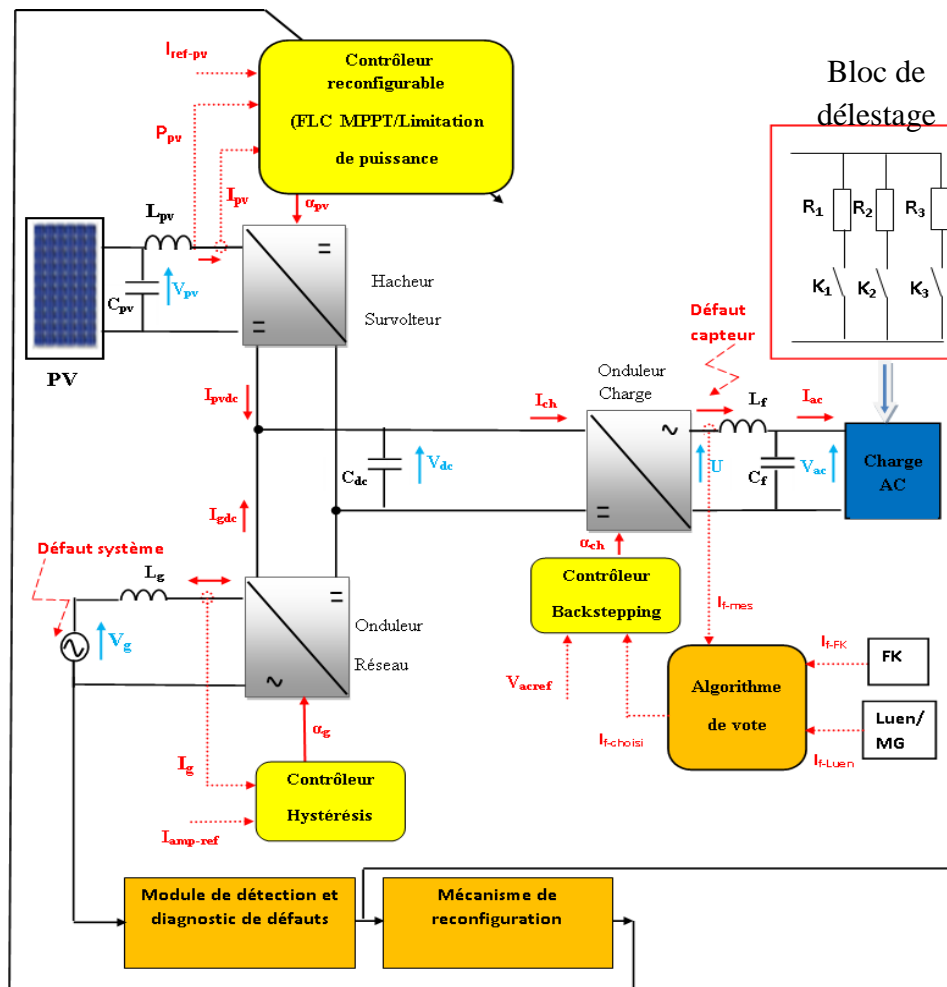


Figure.5.3. Schéma de la commande de tolérante du système hybride.

Dans ce qui suit, un ensemble d'algorithmes supplémentaire sont suggérés pour permettre la continuité du service en cas de ces défaillances.

5.3 Commande tolérante au défaut du capteur du courant de charge :

Dans ce que suit, le défaut du capteur du courant de charge est considéré. Ce choix est justifié par le rôle que joue cette grandeur dans le calcul de la puissance nette P_{net} comme une entrée fondamentale au gestionnaire d'énergie, ainsi que pour la régulation de la tension de charge par backstepping. Pour contrecarrer à cette anomalie, une redondance matérielle (une série de capteurs/observateurs), cascadié par un algorithme de sélection (de vote) est suggérée selon un seuil dit : résidu ; comme le montre la figure suivante :

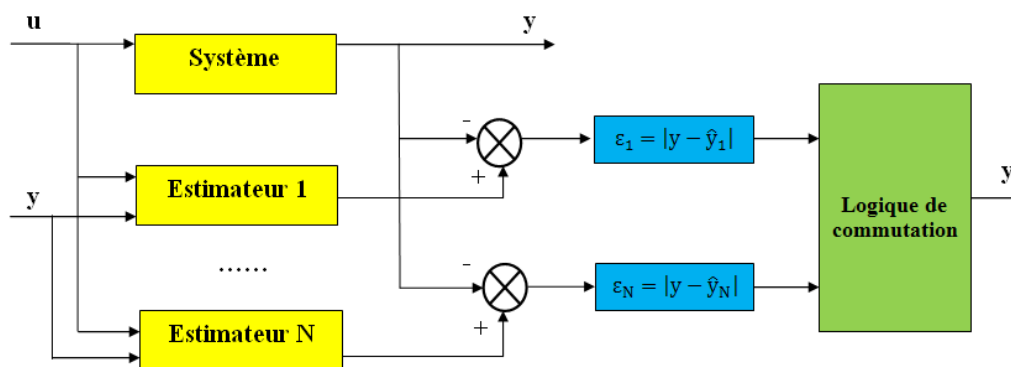


Figure.5.4. Structure générale d'un Générateur de Résidus.

La redondance matérielle considérée dans cette partie consiste en l'ajout de deux observateurs d'état qui estiment le courant de charge, l'un est déterministe, nommé : observateur du luenberger à mode glissant, alors que l'autre est stochastique : le fameux filtre de Kalman, appliqué aux systèmes linéaires. Avant de passer à la phase de sélection, ci-après, est introduite en bref, l'application des deux observateurs au système.

5.3.1 Observateur du luenberger par mode glissant :

Une solution simple et optimale au problème de l'estimation de l'état des systèmes linéaires a été proposée par luenberger dans le cadre déterministe, qui repose essentiellement sur les techniques de placements des pôles.

A partir du modèle d'état développé au chapitre 2, et en considérant comme variables d'état, la tension et le courant du dipôle L_f - C_f du filtre de sortie de l'onduleur du charge ; l'écriture d'état continu s'écrit :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx \end{aligned} \quad (5-1)$$

Où :

$$A = \begin{bmatrix} -R_{Lf} & -1 \\ 1 & -R_{ch}C_f \end{bmatrix} \begin{matrix} L_f \\ L_f \end{matrix}; \quad B = \begin{matrix} 1 \\ 0 \end{matrix} L_f; \quad C = \begin{matrix} 1 & 0 \end{matrix} \quad \text{et} \quad x = \begin{matrix} I_f \\ V_{ac} \end{matrix}.$$

Et la paire $[A, C]$ est observable.

Vue que la matrice de transition A est non stationnaire ; qui dépend en fait de la résistance de la charge R_{ch} , une adaptation paramétrique est alors ajoutée à l'algorithme de luenberger par le biais du mode glissant d'ordre un, selon l'écriture suivante, et où la figure.5.5.illustre le synoptique [60] :

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu + L(y - Cx) + K\text{sign}(y - Cx) \quad (5-2)$$

Avec

$L \in R^{n-p \times p}$: gain de l'observateur luenberger

$K > 0$: gain du mode glissant.

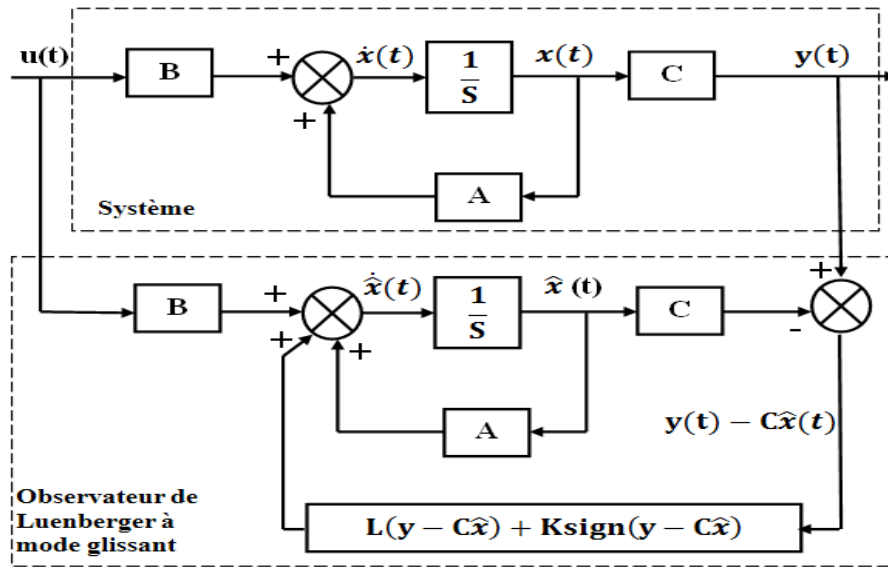


Figure.5.5. Schéma structural de l'observateur de Luenberger à mode glissant.

La dynamique de l'erreur d'estimation $e(t) = x(t) - \hat{x}(t)$ a pour expression :

$$\dot{e}(t) = (A - LC)e(t) - K\text{sign}(e(t)) \quad (5-3)$$

En utilisant une technique de placement des pôles, il suffit alors de choisir le gain L de l'observateur de telle sorte que les valeurs propres de la matrice $(A_m - LC)$ soient dans le demi gauche du plan complexe, c.à.d aient des pôles stables, de dynamique plus rapide que le système en boucle fermé.

La matrice A_m est quantifiée comme la matrice A ayant une valeur moyenne de la résistance de charge R_{ch} .

Après calcul fait, les gains suivants sont déduits:

$$L = \begin{matrix} 4.95 \\ -0.49 \end{matrix} ; K = \begin{matrix} 12 \\ 22 \end{matrix} .$$

5.3.2 Observateur par le filtre de Kalman :

Comme deuxième approche, pour l'estimation du courant de charge, le filtre de kalman est appelé. Il fait appel en fait, à la représentation d'état linéaire stochastique via l'ajout d'un bruit du système $W(t)$ et de mesure $V(t)$.

$$\begin{aligned} x &= Ax \ t + Bu \ t + W(t) \\ y &= Cx \ t + V(t) \end{aligned} \tag{5-4}$$

A. Bruit d'état

Le bruit d'état prend en considération les imperfections du modèle par rapport au système réel. Les termes prépondérants du bruit dans le cas d'une estimation d'état sont dus aux variations des paramètres du système. D'autres termes peuvent exister, introduits par l'onduleur, et qui affectent le système [53].

B. Bruit de mesure

Ces bruits concernent la chaîne de mesure, c'est à dire les capteurs et les convertisseurs analogique numérique (CAN) ; il y a donc principalement deux sources de bruits : un bruit analogique dû au capteur et un bruit de quantification dû au convertisseur numérique analogique (CAN). Ils sont prépondérants dans les cas des bancs expérimentaux et pas dans des essais de simulation dans un calculateur numérique.

C. Modèle stochastique du système

La structure de base de cet observateur est semblable à l'observateur déterministe ; cependant le gain du filtre est calculé à partir du modèle stochastique du processus, et des lois de probabilités des bruits.

Généralement, l'observateur en état discret est utilisé avec succès dans des diverses domaines, car sa formulation est particulièrement adaptée au traitement numérique, donc à l'implantation sur un calculateur, pour un fonctionnement en temps réel. Pour la synthèse des gains de l'observateur, le processus est échantillonné à une période de discrétisation $T_s = 2e^{-4}$, et possède le modèle d'état discret suivant :

$$\begin{aligned} x \ k + 1 &= A_d x \ k + B_d u \ k + W(k) \\ y \ k &= C_d x \ k + V(k) \end{aligned} \tag{5-5}$$

La matrice A_d et le vecteur B_d sont obtenus ainsi :

$$A_d = I + T_s A; B_d = B T_s \text{ et } C_d = C$$

Où :

$$A_d = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_s R_{Lf}}{L_f} & -\frac{T_s}{L_f} \\ \frac{T_s}{C_f} & 1 - \frac{T_s}{R_{ch} C_f} \end{bmatrix}, B_d = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_f} \\ 0 \end{bmatrix} \text{ et } C_d = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

Afin d'obtenir une estimation optimale par le filtre de Kalman, le bruit d'état $W(k)$ et de mesure $V(k)$ doivent être centrés, blanc, Gaussiens, décorrélés et de matrice de covariance Q et R qui doivent être connues et définies positives :

$$\begin{aligned} E W(k)^T W(k) &= Q > 0 \\ E V(k)^T V(k) &= R > 0 \\ E W(k)^T V(k) &= 0 \end{aligned} \quad (5-6)$$

Avec, Q : matrice de covariance du bruit $W(k)$.

R : matrice de covariance du bruit $V(k)$.

Dans ce qui suit, les étapes ci-dessous décrivent l'algorithme utilisé pour l'estimation du courant de charge comme montré dans la figure.5.6, et ce, en adoptant les données des matrices de covariances suivantes :

$$Q = \text{diag}([10^3 \ 10^5]) \text{ et } R = 1;$$

- La prédiction de l'état x_{k+1} et de la matrice de covariance P_{k+1} s'écrit :

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= A_k x_k + B_k u_k \\ P_{k+1} &= A_k P_k A_k^T + Q \end{aligned} \quad (5-7)$$

- L'étape de correction réajuste la prédiction à partir des mesures y_{k+1} pondérées par le gain de Kalman :

$$x_{k+1} = x_{k+1} + K_{k+1}(y_{k+1} - C_d x_{k+1}) \quad (5-8)$$

- Le gain de Kalman K_{k+1} est déterminé à partir de la matrice de covariance P_{k+1} et celle du bruit de mesure R , ainsi :

$$K_{k+1} = P_{k+1} C_d^T (C_d P_{k+1} C_d^T + R)^{-1} \quad (5-9)$$

$$P_{k+1} = (I - K_{k+1} C_d) P_{k+1} \quad (5-10)$$

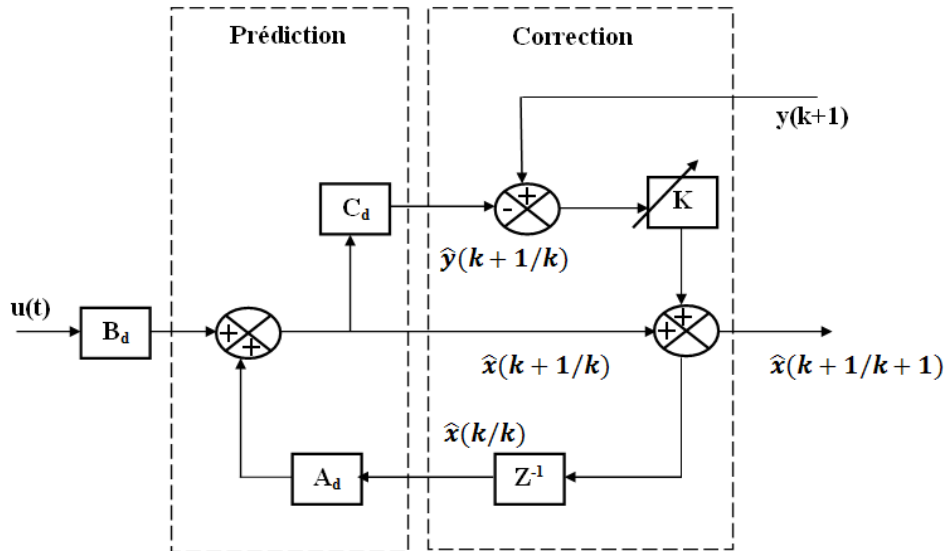


Figure.5.6. Représentation de l'algorithme du Filtre de Kalman discret.

5.4 Algorithmes de vote :

L'idée de base derrière ces algorithmes est d'élaborer un bloc de décision capable de générer une loi de transition définie à partir d'une comparaison entre les erreurs d'estimations, pour assurer une continuité de service sans dégradation des performances du système. La sélection est effectuée par un superviseur constitué d'un ensemble d'estimateurs. Chacun de ces derniers reconstruit le vecteur d'état du système quel que soit son mode de fonctionnement défectueux ou normal. A chaque instant, l'estimateur le plus proche du système actif, est déterminé en calculant les erreurs (résidus). Les techniques utilisées sont diverses et variées, où chaque technique possède ses avantages et ses inconvénients. Parmi les techniques de sélection utilisées, on cite dans ce qui suit d'une manière brève le principe des plus populaires.

5.4.1 Algorithmes de vote par la majorité :

Dans cet algorithme, La valeur de la sortie y est déterminée par la majorité des 3 valeurs des entrées numériques (x_1, x_2, x_3) [61], où le tableau.5.1 montre la logique de sélection.

x ₁	x ₂	x ₃	y
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	1

Tableau .5.1. Principe du vote par la majorité.

5.4.2 Algorithme de vote par moyenne pondérée :

Le vote par moyenne pondérée est un vote basé sur le calcul de la valeur de sortie en faisant une moyenne dont les coefficients de pondération varient en fonction de la distance entre les mesures. Cet algorithme est l'une des techniques de vote les plus faciles et son principe est basé sur l'expression suivante :

$$y = \frac{\sum_{i=1}^N w_i x_i}{\sum_{i=1}^N w_i} \quad (5-11)$$

Où N est le nombre d'entrées, y représente la valeur de sortie de l'algorithme de vote, (x_i) les différentes valeurs d'entrées de l'algorithme, et (w_i) le poids où l'indice de confiance de la mesure (i).

5.4.3 Algorithme de vote par maximum de vraisemblance :

Le vote par maximum de vraisemblance est un vote basé sur une approche probabiliste. Son principe est décrit par l'expression (5.12). A chaque entrée x_i est associé un niveau de probabilité ou indice de fiabilité f_i appelé également indice de confiance. L'algorithme de vote calcule alors au cours du temps le niveau de confiance de chaque entrée et affecte à la sortie l'entrée ayant le taux de probabilité le plus élevé.

$$x_j = \frac{\sum_{i=1}^N \Delta_j(i)}{\sum_{k=1}^N \sum_{i=1}^N \Delta_k(i)} \quad (5-12)$$

Avec

$$\Delta_k(i) = \begin{cases} f_i & \text{si } x_i = x_k \\ \frac{1-f_i}{N-1} & \text{si non} \end{cases} \quad (5-13)$$

5.4.4 Algorithme de vote par la méthode d'Euler :

Pour mettre en œuvre la commande tolérante aux défauts du capteur du courant de charge, assurant une continuité de service du système hybride, une autre approche de sélection, appelée « algorithme de vote par la méthode d'Euler » est utilisée.

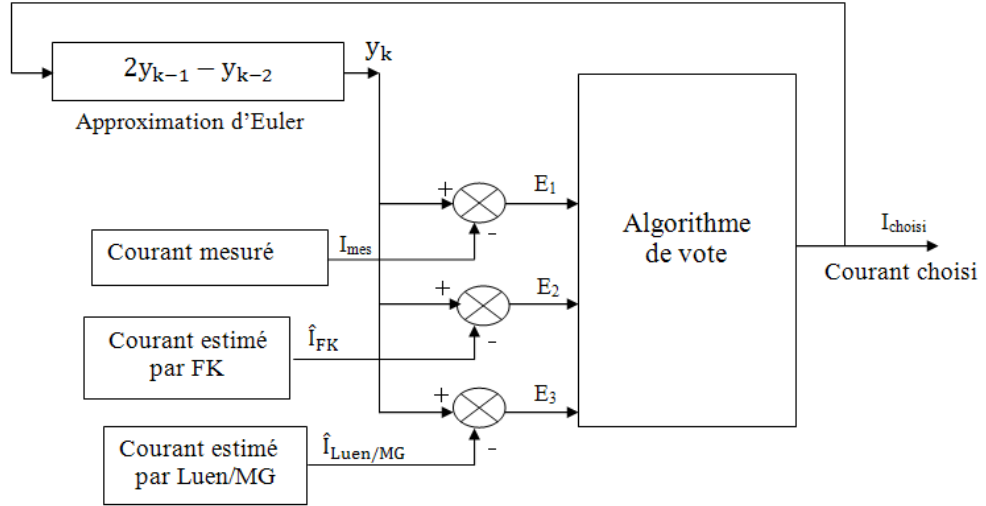


Figure.5.7. Algorithme de vote basé sur la méthode d'Euler [62].

Cet algorithme est basé sur la comparaison des entrées issues, respectivement du capteur de courant (I_{mes}), de l'observateur par filtre de Kalman (I_{FK}), et celui par la méthode de Luenberger ($I_{Luen/MG}$) avec une entrée fictive (Euler), obtenue par l'approximation d'Euler, selon une période d'échantillonnage T_s , et un seuil (résidu), cohérents avec la dynamique du système [63] :

$$y_k = 2y_{k-1} - y_{k-2} \quad (5-14)$$

Où k est la valeur à un instant de temps, $t=kT_s$ et (y_k , y_{k-1} , y_{k-2}) désignent les sorties à des instants d'échantillonnage kT_s , $(k-1)T_s$ et $(k-2)T_s$ respectivement.

Sur l'organigramme de la figure.5.8 est dressé la logique de sélection du capteur/observateur, lors d'une perte d'information sur le capteur du courant de charge :

- Si $E_1 < \text{seuil}$, le système est en état sain, et le courant mesuré est alors adopté.
- Si $E_1 > \text{seuil}$, un défaut au niveau du capteur du courant de charge est remarqué.

L'estimation de ce dernier est alors obtenu via l'un des deux observateurs, présentant le résidu E_2 ou E_3 le plus faible.

Il est à signaler, que le seuil choisi, après plusieurs tests à différentes charges est : $\text{seuil} = 1,2$.

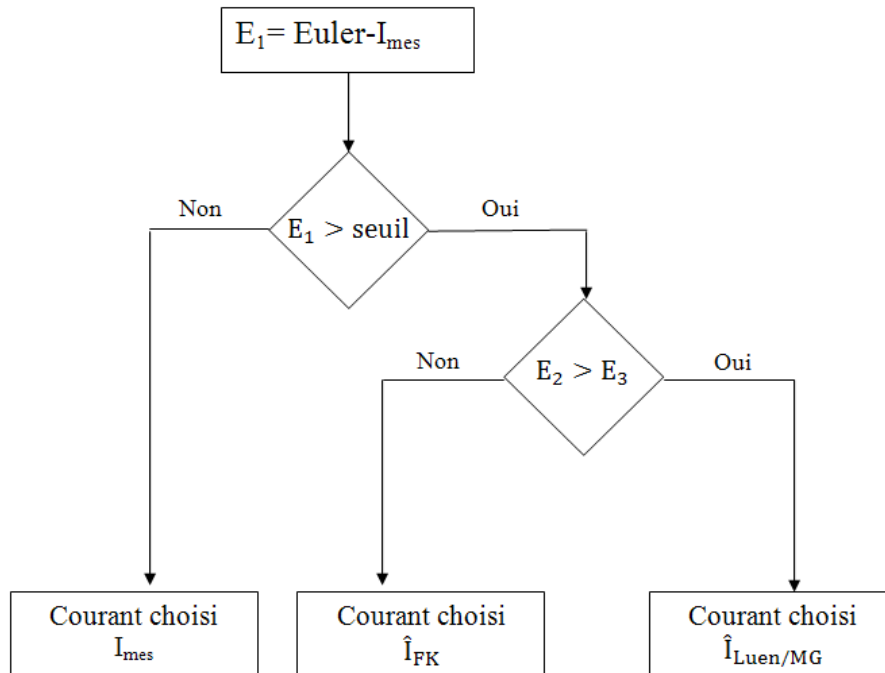


Figure.5.8. Organigramme de l'algorithme d'Euler pour l'estimation du courant de charge.

5.5 Résultats expérimentaux:

5.5.1 Commande tolérante lors d'un défaut du capteur du courant :

Pour mettre en exergue les performances que fournit l'algorithme d'Euler en qualité de continuité de service, le système est testé en utilisant une source principale : le module photovoltaïque et une source d'appoint : le réseau électrique. L'algorithme doit permettre de basculer d'une commande avec capteur vers une commande sans capteur, utilisant l'observateur par filtre de Kalman, ou celui de Luenberger. Pour ce faire, la demande de la charge est variable, en appelant dans un premier temps 52,36W entre [0-5s] ; puis 18,58W entre [5s -7,5s], et finalement 27,42W entre [7,5s-10s] (figure.5.9). Le test se fait en désactivant d'une manière aléatoire le capteur de courant (switch-off) pendant les deux intervalles : de [2s à 4s] ; puis de [6s à 10s].

Durant ces commutations, les remarques suivantes sont extraites :

- Pendant le premier palier de la demande de la charge, où le capteur du courant de type $\mu\text{Tec}(\text{CSM025A})$ est éteint à 2s, l'algorithme de vote active l'observateur par filtre de Kalman pour garantir la continuité du service (voir figure.5.11), et qui présente en fait, le résidu le plus faible. Comme le montre la figure.5.12. (a), une fois l'information du capteur est remarquée, un passage presque instantané vers l'observateur par le filtre de Kalman est noté, où le courant estimé est presque

confondu avec le courant réel en régime établi, comme illustré sur la figure.5.10. (a). Il est à noter, qu'après un ensemble de tests, cet estimateur se trouve le plus adéquat pour les charges notables.

- Pendant le deuxième palier, la demande de la charge est constatée faible, et le capteur est éteint à 6s, (voir figure.5.9). L'observateur de Luenberger est jugé par l'algorithme de vote à être actif pour l'estimation du courant de charge, comme le représentent la figure.5.11 et le zoom de la figure.5.12. (b). En outre, ces performances sont notables en régime établi, en qualité de précision, et robustesse vis-à-vis des variations paramétriques, comme le montre la figure.5.10. (b).

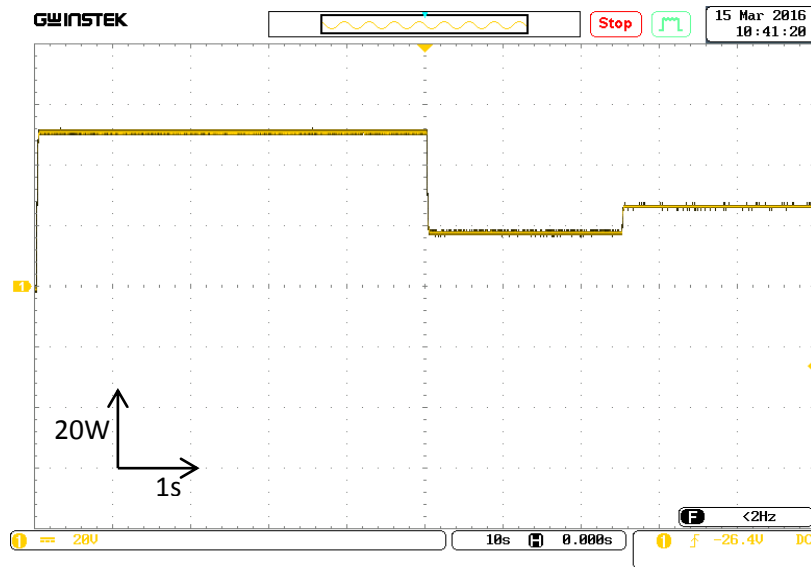
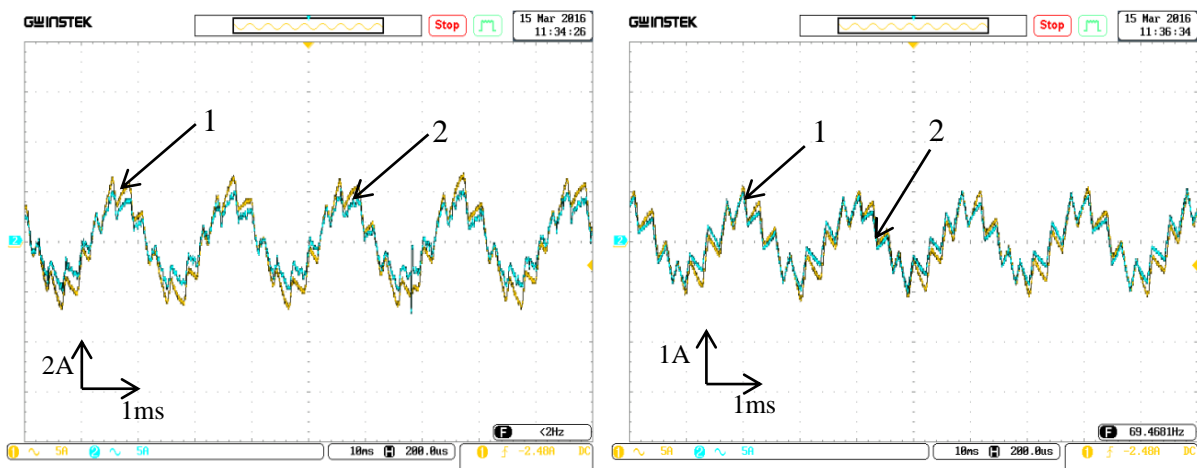


Figure.5.9. Allure de la puissance demandée par la charge (W).



(a) : (1) courant mesuré.
(2) courant estimé par FK.

(b): (1) courant mesuré.
(2) courant estimé par Luenberger à mode glissant.

Figure.5.10. Zoom courant de charge mesuré et estimé.

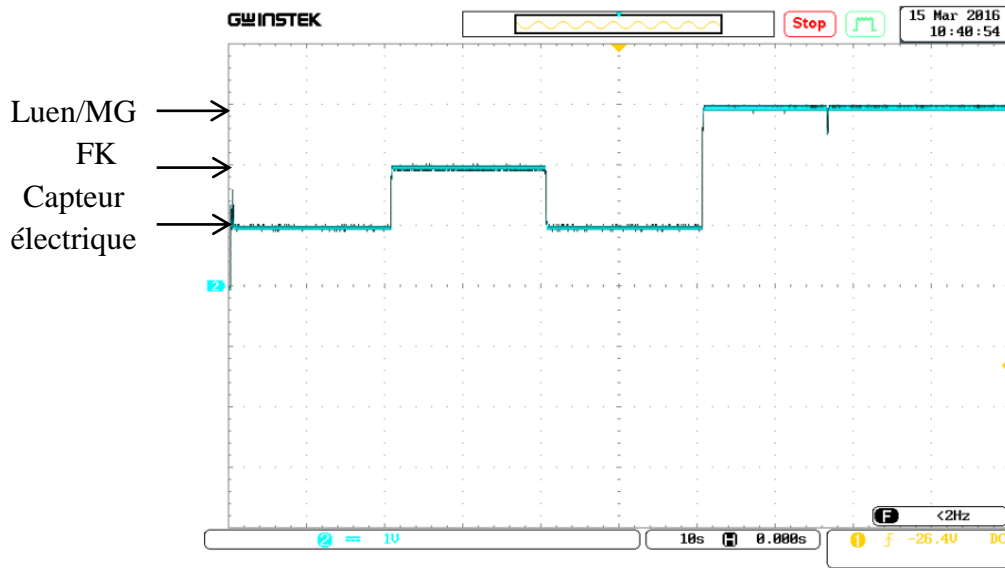
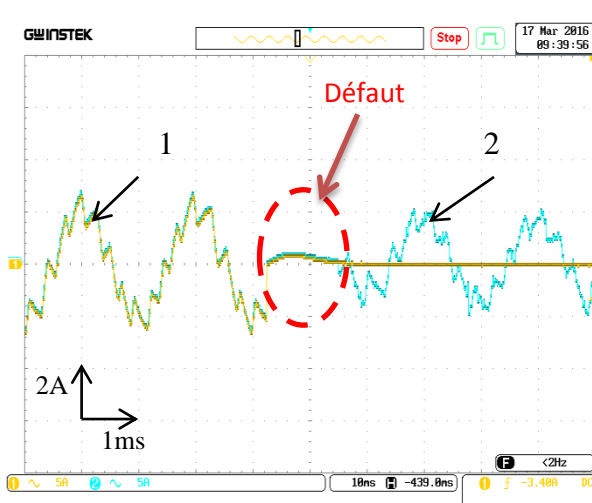
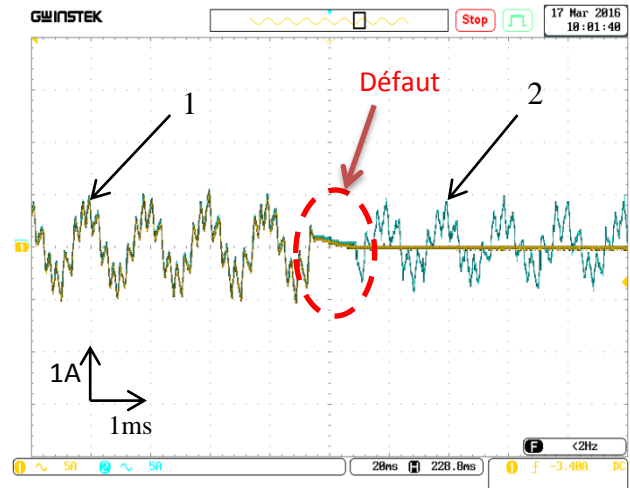


Figure.5.11. Indicateur de l'entrée sélectionnée.



(a) : (1) Courant mesuré.
(2) courant estimé par FK



(b) : (1) courant mesuré.
(2) courant estimé par Luenberger à mode glissant.

Figure.5.12. Zoom du courant sélectionné par l'algorithme de vote.

Pour mettre en évidence, la continuité du service en cas du défaut capteur, sur les figures suivantes, sont montrées les allures de puissances, décrites au chapitre précédant, et où les constats suivants sont à noter :

- Pendant la fenêtre du temps [0s-5s], la demande de la charge est notable ; la puissance nette est positive (figure.5.13), et la puissance du module illustrée sur la figure.5.15 se trouve incapable de couvrir cette demande. Le réseau produit alors une quantité positive pour la satisfaire (figure.5.14). On peut clairement remarquer que la puissance nette figure.5.13 a pu garder une valeur constante, malgré le basculement du capteur

du courant à l'observateur par le filtre de Kalman et inversement, respectivement à 2s et 4s.

- Pendant la fenêtre du temps [5s -10s], la puissance nette est noté négative (figure.5.13), indiquant un fonctionnement en mode 2 .L'excès de puissance est injecté au réseau, qui présente alors des quantités négatives (figure.5.14). Comme, on peut le constater, ces paliers restent insensibles au basculement du capteur à l'observateur de Luenberger à l'instant $t=6s$.

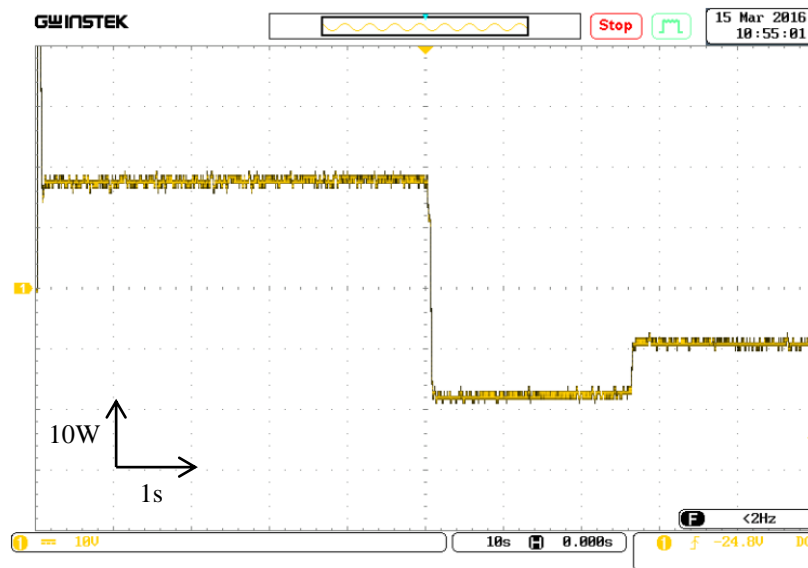


Figure.5.13. Allure de la puissance nette (W).

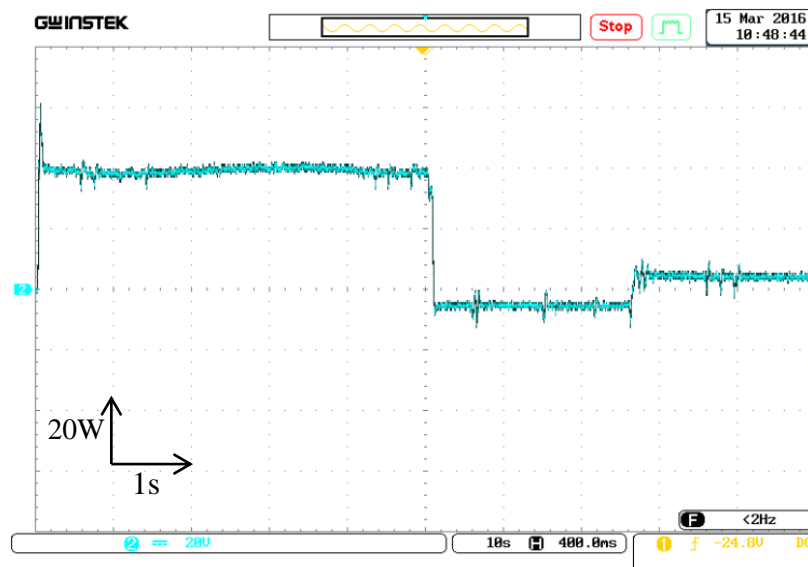


Figure.5.14. Allure de la puissance du réseau (W).

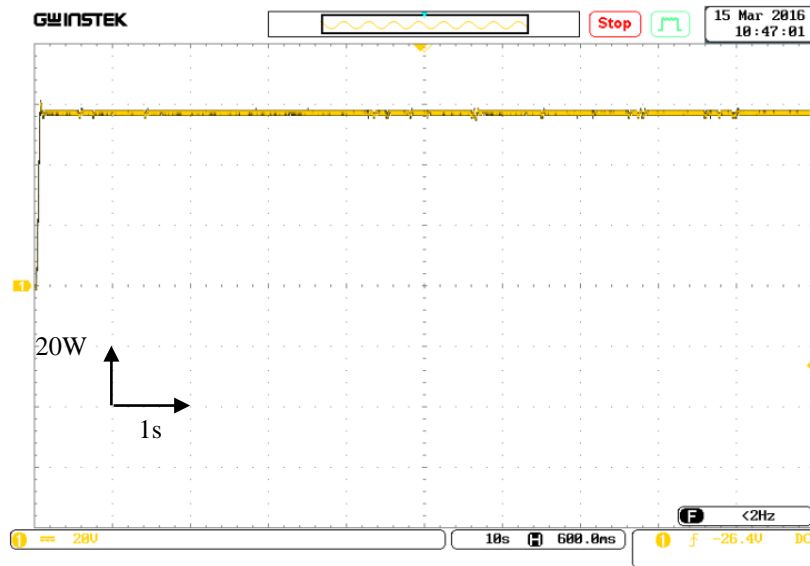


Figure.5.15. Allure de la puissance du module PV (W).

La figure.5.16 illustre la tension du bus continu pour toute la période d'essai, ainsi que son Zoom (figure.5.17). Le régulateur par logique floue arrive à maintenir constante à 50V. Cette tension, sans dépassement notable, lors du défaut apparu sur le capteur et le changement de la demande.

Finalement, sur la figure.5.18 est montrée l'allure de la tension de charge lors du fonctionnement avec l'observateur par FK. On peut remarquer que l'observateur permet à l'algorithme par Luenberger à avoir en sortie une tension de charge qui embrasse avec précision la tension de référence.

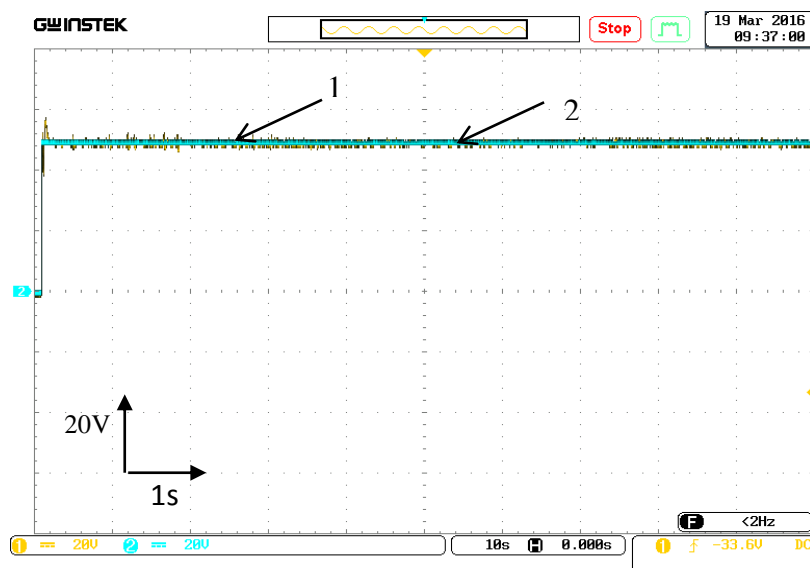


Figure.5.16. Allure de la tension du bus continu (1) Référence, (2) tension mesurée.

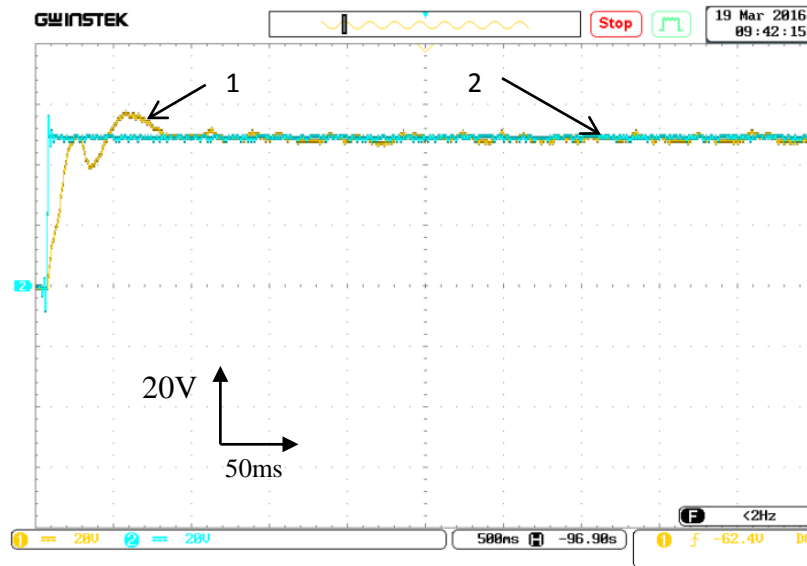


Figure.5.17. Zoom de la tension du bus continu (1) Référence (2) tension mesurée.

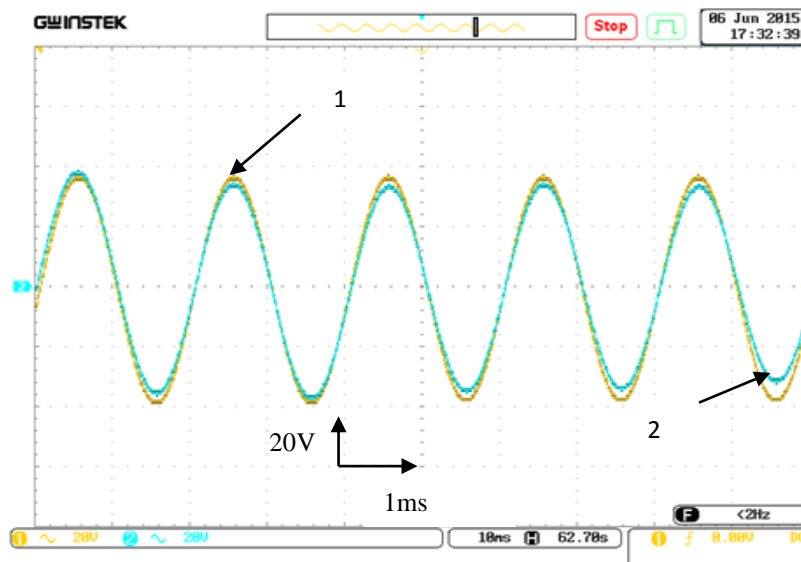


Figure.5.18. Zoom de la tension de charge (1) Référence (2) tension mesurée.

5.5.2 Commande tolérante lors d'un défaut système :

Comme deuxième anomalie considérée dans cette thèse, est celle du défaut système où une perte du réseau (Black-out) est constatée. L'expérimentation dure 10s, et la coupure du réseau est programmée pendant la fenêtre du temps [3,2s - 6,2s], comme le montre la figure.5.23.

Durant ce même scénario, la demande est figée à 66W (coté PV), alors que le module solaire est exposé à un éclairage modéré (figure.5.22).

- Pendant l'intervalle de temps [0s-3,2s], le système fonctionne normalement, où la puissance nette, décrite sur la figure.5.21 est positive, signifiant une opération en mode 1. La charge est alors alimentée par les deux sources (le réseau et le panneau), et ce dernier délivre un maximum de 58W, sous une tension optimale de 12V, comme le montre respectivement la figure.5.22 et la figure5.24. Le réseau fournit alors la puissance qui manque pour satisfaire la demande, comme le montre la figure.5.23.
- Pendant le deuxième palier [3,2s- 6,2s], une coupure du réseau est constatée (figure 5.23), et le module solaire se trouve alors incapable à couvrir la demande, via un délestage au niveau de la charge pour alimenter seulement les charges critiques. Cela est alors effectué par le pilotage par dsPACE des différents relais (voir figure.5.3). La reconfiguration de la commande sert en fait à couvrir juste la puissance de la charge après le délestage, qui est de l'ordre de 35W, comme illustrée sur la figure.5.20, et avoir par conséquent une puissance nette de valeur inférieure à celle du système sain, comme illustré sur la figure.5.21. A cet effet, un mode de fonctionnement, dit « limitation de puissance est ajouté, en basculant le contrôle de l'hacheur côté PV, de l'algorithme MPPT, à celui permettant de couvrir seulement la demande, comme le montrent respectivement les figures (5.19. (a)) et (5.19. (b)). Pour le pilotage du convertisseur côté PV, la régulation du bus continu via le contrôleur flou, précédemment décrit est cascadée par une boucle de régulation du courant du module PV (I_{pv}), par le biais d'un contrôleur par mode glissant type « lyapounov ». Le rapport cyclique α_{pv-lim} est déduit ainsi :

$$\alpha_{pv-lim} = 1 - \frac{1}{V_{dc}} V_{pv} - L_{pv} K_{lim} e + I_{pvref} \quad (5-15)$$

Où K_{lim} : désigne un gain positif.

Côté module PV, le point de fonctionnement bouge alors à droite du point MPP, présentant une tension de 15V, supérieure à celle optimale, comme constaté sur la figure.5.24. Ce positionnement à droite garantit un fonctionnement stable lors de l'utilisation d'hacheur boost.

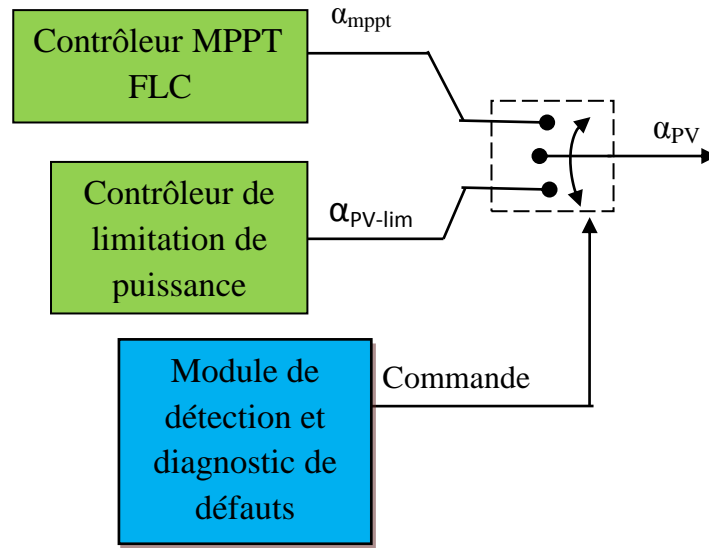


Figure.5.19. (a). Reconfiguration de la commande, côté PV.

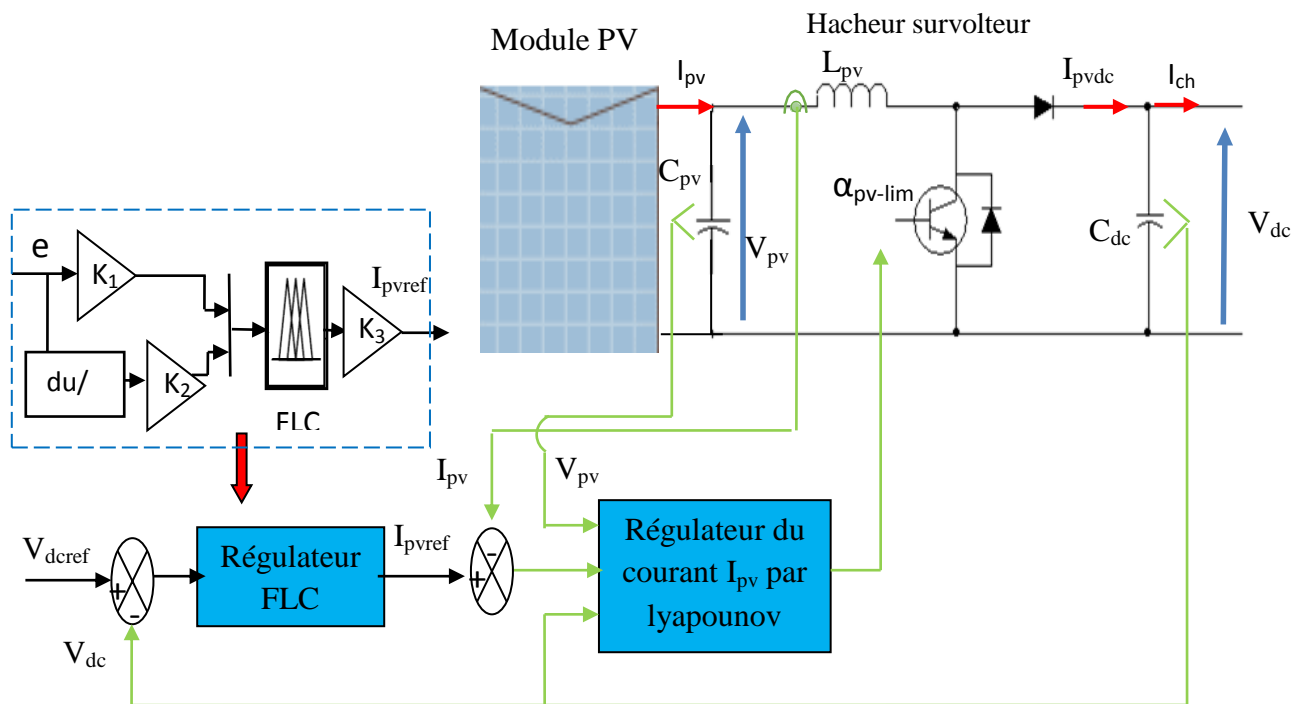


Figure.5.19. (b). Schéma de contrôle du module PV en mode régulation de puissance.

- Pendant le dernier palier [6,2s-10s], le réseau est à nouveau apparu, et le système réopère alors en mode 1.

Il est en dernier important à noter que l'ampleur de la puissance de la charge demandée décide, s'il y'aura lieu d'un délestage, ajoutée d'une limitation de puissance, ou juste une limitation de puissance :

- 1) Demande faible $\rightarrow P_{net} < 0 \rightarrow$ limitation de puissance sans délestage.
- 2) Demande notable $\rightarrow P_{net} > 0 \rightarrow$ limitation de puissance avec délestage.

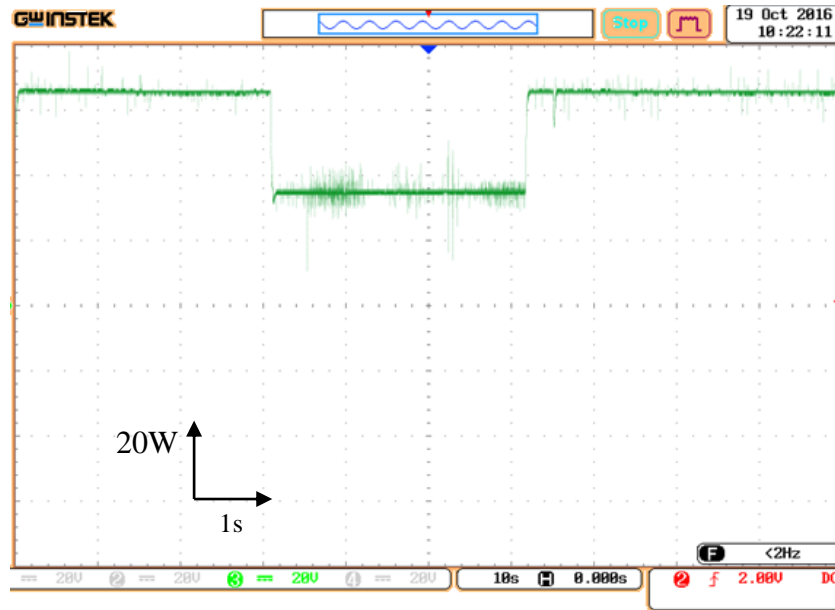


Figure.5.20. Allure de la puissance demandée par la charge (W).

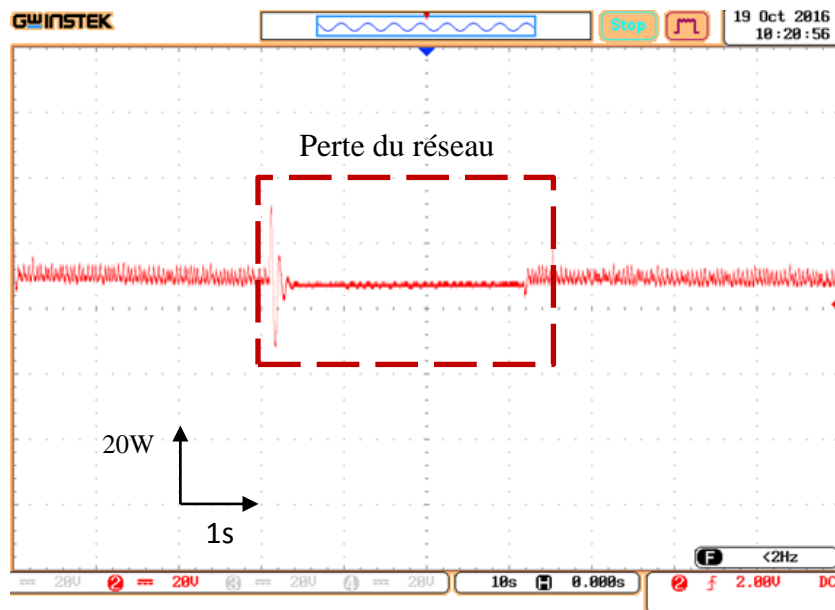


Figure.5.21. Allure de la puissance nette (W).

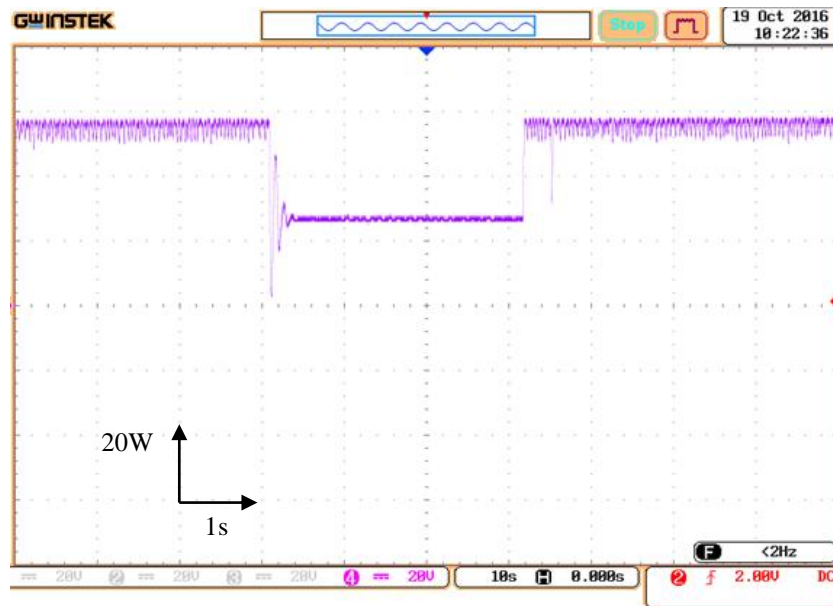


Figure.5.22. Courbe de la puissance du module PV (W).

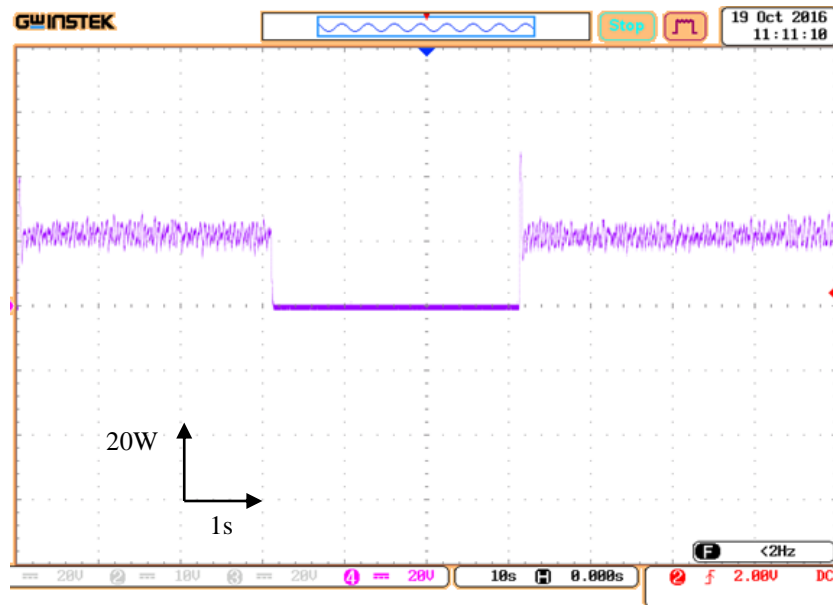


Figure.5.23. Courbe de la puissances du réseau(W).

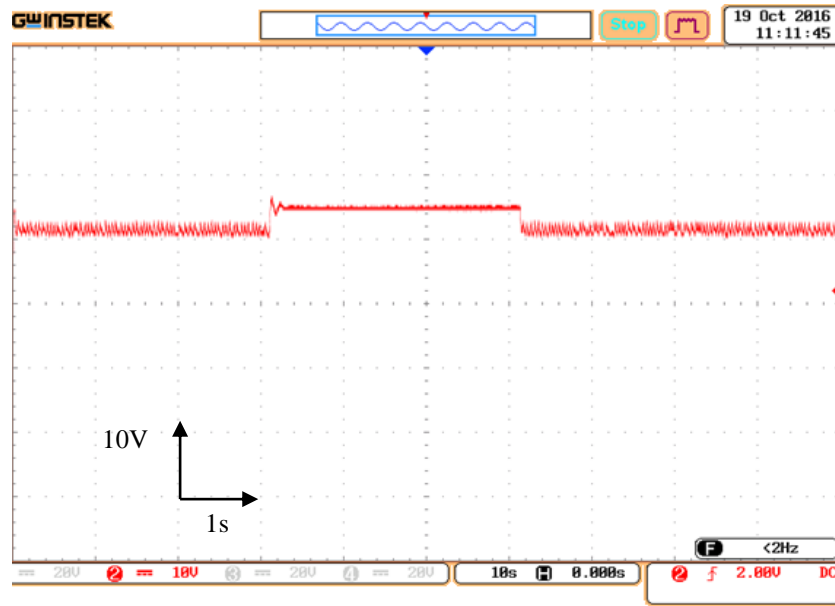


Figure.5.24. Allure de la tension du module PV.

La figure.5.25 illustre le tracé de la tension du bus continu pour toute la période d'essai, ainsi que son Zoom, lors du passage du mode MPPT à la limitation de puissance et inversement ; inscrits respectivement sur la figure.5.26 et la figure.5.27. On peut clairement remarquer que la tension du bus continu est maintenue constante à sa valeur de référence (50V), lors de la variation de la charge (délestage), avec des dépassements modérés lors des permutations.

Finalement, sur la figure.5.28 est montré un Zoom de la tension de charge, qui embrasse sa référence d'une manière notable, et qui reste en fait insensible aux permutations, des modes de fonctionnement effectués.

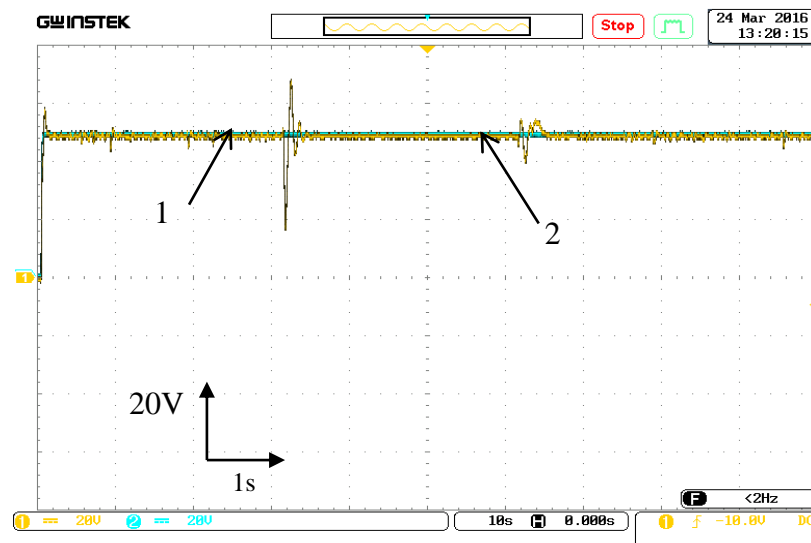


Figure.5.25. Allure de la tension (1) Référence et (2) la tension mesurée.

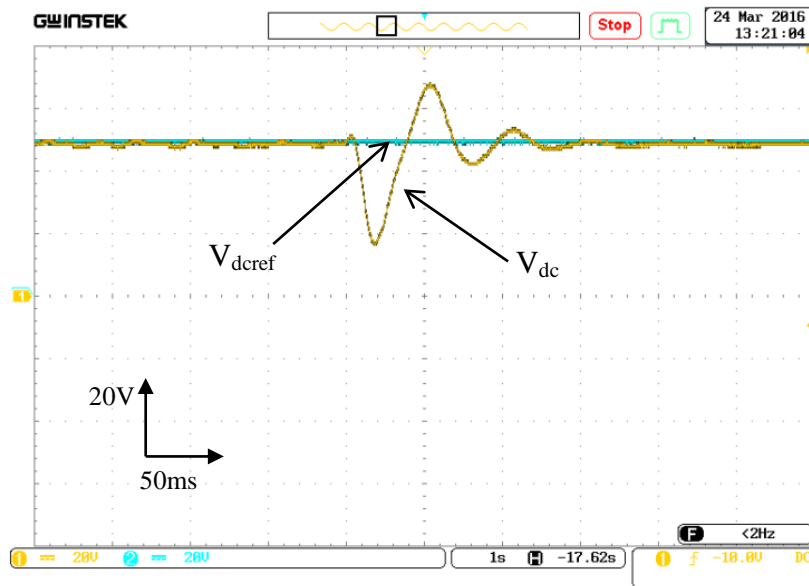


Figure.5.26. Zoom de la tension du bus lors de délestage
(Passage : MPPT vers limitation de puissance).

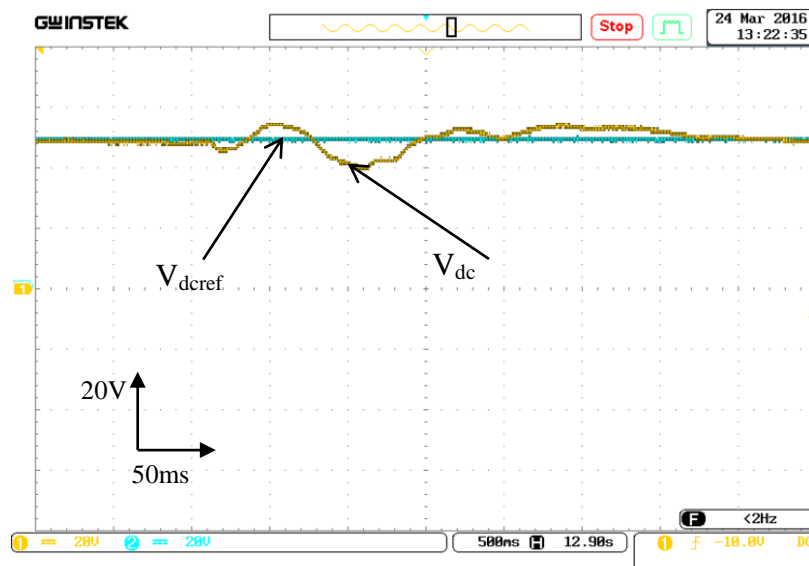


Figure.5.27. Zoom de la tension du bus
(Passage : limitation de puissance vers MPPT).

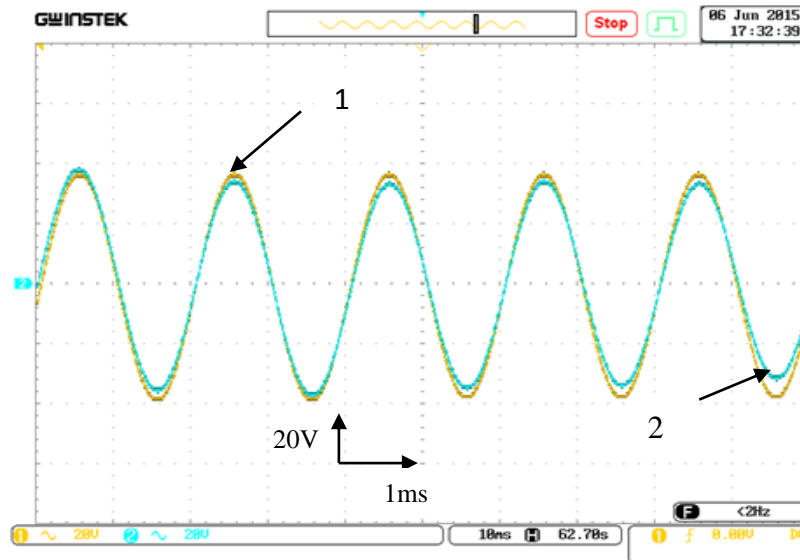


Figure.5.28. Zoom de la tension de charge : (1) référence et (2) tension mesurée.

5.6 Conclusion :

Dans ce chapitre, une commande tolérante a été appliquée au système hybride et ce, en considérant un défaut capteur, et un défaut système, lors d'une perte du réseau. Comme le montrent les résultats obtenus, le système reconfigure son état d'une manière adéquate pour permettre la continuité du service, en présence de telles anomalies.

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Dans le présent travail, une gestion optimale d'énergie d'un système de génération hybride (Smart Grid) alimentant une charge résistive a été présentée. Le travail a ciblé en résumé un écoulement souple des flux d'énergie des différentes entités de puissance (sources), suivant un scénario de deux modes de fonctionnement. Pour ce faire, l'architecture de gestionnaire a été présentée selon deux méthodes : avec asservissement de la tension du bus continu et sans asservissement, permettant un fonctionnement adéquat du système en mode normal et dégradé (défaut).

En outre, l'objectif était l'étude, la commande et l'implémentation pratique d'un ensemble de techniques de contrôle, inspirées de l'intelligence artificielle (logique floue), et celles basées sur la théorie du contrôle (contrôle par Lyapounov, par Backstepping) pour commander les différents convertisseurs statiques impliqués.

De ce fait, un ensemble de conclusions ont été déduites :

- 1) Les deux superviseurs proposés ont prouvé une efficacité notable, et une robustesse vis-à-vis de la variation de la charge, et ce par la permutation souple entre les différents modes de fonctionnement.
- 2) Le système d'appoint (APU) a été activé d'une manière smart à couvrir le manque, respectant la capacité de la pile à combustible pour toute la durée d'expérience.
- 3) La philosophie du smart grid a été implémentée avec succès, où un écoulement bidirectionnel de l'énergie du/vers le réseau a été constaté lors de la variation de la demande.
- 4) Une continuité de service du système a été assurée lors d'apparition d'anomalies sur le système par la commande tolérante aux défauts suggérée. Cette dernière a montré une bonne performance lors de l'utilisation des deux observateurs (filtre de kalman, Luenberger à mode glissant), tout en utilisant l'algorithme de vote comme outil de sélection. Lors d'une perte du réseau, une reconfiguration de la commande a été suggérée, via l'ajout d'un mode de fonctionnement (limitation de puissance), permettant au module solaire de couvrir juste la demande.
- 5) La régulation de la tension du bus par logique floue à 25 règles, a prouvé des performances notables lors des changements des modes d'opération, en qualité de poursuite et réponse dynamique.
- 6) Le régulateur MPPT flou a permis une extraction maximale de la puissance fournie par le module solaire pour toute la période d'expérience.

- 7) La commande par Backstepping sans adaptation paramétrique a permis d'alimenter la charge avec une tension sinusoïdale d'amplitude et de fréquence constante (24V, 50Hz), en dépit de la variation des modes de fonctionnement, et de la demande de la charge.

Ainsi, le présent travail ouvre un ensemble de perspectives à citer :

- ✚ Implanter d'autres stratégies de gestion d'énergie, issues de la commande robuste ou de l'optimisation globale, et en faire des comparaisons.
- ✚ Etaler l'utilisation de la commande tolérante à d'autres anomalies (défaut actionneurs), tout en utilisant d'autres algorithmes de vote.
- ✚ Considérer un ombrage partiel du module solaire, et utiliser en conséquence, d'autres méthodes, telles que par exemple la méthode « ESM » (extremum seeking method) pour la poursuite du point optimum.
- ✚ Augmentation de la taille du système, tout en ajoutant d'autres sources.

REFERENCES

BIBLIOGRAPHIES

- [1] Perera ATD, Attalage RA, Perera KKCK, Dassanayake VPC. “Designing standalone hybrid energy systems minimizing initial investment, life cycle cost and pollutant emission”; *Energy journal*, Vol, N°: 54, pp:220–230, 2013.
- [2] Bandara K, Sweet T, Ekanayake J. “Photovoltaic applications for off-grid electrification using novel multi-level inverter technology with energy storage”, *Renew Energy*, Vol , N°: 37 , pp:82–88, 2012.
- [3] Balani, Spandana, "Smart Grid Technologies for Efficiency Improvement of Integrated Industrial Electric System", University of New Orleans Theses and Dissertations. Paper 115,2011.
- [4] Z. Jiang, F. Li, W. Qiao, H. Sun, H. Wan, J. Wang, Y. Xia, Z. Xu, and P. Zhang, "A vision of smart transmission grids", *IEEE Power & Energy Society General Meeting (PES09)*, pp. 1-10, 2009.
- [5] Khare V, Nema S, Baredar P, "Status of solar–wind renewable energy in India". *Renew Sustain Energy Rev*; Vol , No : 27, pp: 1–10, 2013.
- [6] Moghavvemi M, Ismail MS, Murali B, Yang SS, Attaran A, Moghavvemi S. “Development and optimization of a PV/diesel hybrid supply system for remote controlled commercial large scale FM transmitters”. *Energy Convers Manag*, Vol, N°:75, pp:542–551, 2013.
- [7] Lee Wai Chon, et al.” Hybrid energy storage systems and control strategies for stand-alone renewable energy power systems”. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Vol, N° :66, pp: 174–189, 2016.
- [8] Walid Hankache, “Gestion optimisée de l’énergie électrique d’un groupe électrogène hybride à pile à combustible”, Thèse de Doctorat de l’Institut National Polytechnique de Toulouse, 2008.
- [9] Chauhan A, Saini RP. “A review on integrated renewable energy system based power generation for stand-alone applications: configurations, storage options, sizing methodologies and control”. *Renew Sustain Energy Rev*, Vol, N° :38, pp: 99–120, 2014.
- [10] Lanre Olatomiwa , Saad Mekhilef, M.S. Ismail, M. Moghavvemi.”Energy management strategies in hybrid renewable energy systems: A review”. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Vol N°: 62,pp: 821–835, 2016.

- [11] A. Neffati, “Stratégies de gestion de l’énergie électrique d’un système multi-source: décision floue optimisée pour véhicule électrique hybride,” Thèse de doctorat, Université de Toulouse (UT3 Paul Sabatier), 2013.
- [12] S. Kermani, “Gestion énergétique des véhicules hybrides: de la simulation à la commande temps réel” Thèse de doctorat, Université de valenciennes et du Hainaut Cambrésis, 2009.
- [13] J. M. Miller, T. Bohn, T. J. Dougherty, and U. Deshpande, “ Why Hybridization of Energy Storage is Essential for Future Hybrid, Plug-in and Battery Electric Vehicles ”, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, San Jose, CA, U.S.A., pp: 2614-2620, 2009.
- [14] A. Florescu, “Gestion optimisée des flux énergétiques dans le véhicule électrique,” Thèse de doctorat, Université de Grenoble, 2012.
- [15] C. R. Akli, “Conception systémique d’une locomotive hybride autonome. Application à la locomotive hybride de démonstration et d’investigations en énergétique Lhydie développée par la SNCF,” Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2008.
- [16] Gee AM, Robinson FVP, Dunn RW. “Analysis of battery lifetime extension in a small-scale wind-energy system using supercapacitors.” IEEE Trans Energy Convers, Vol , No :28, pp:24-33 , 2013.
- [17] B.Mahdi, « Gestion de l’énergie d’un système hybride autonome pour application « Smart Grid ».Thèse doctorat, Université de Biskra, 2016.
- [18] M. N. SID, M. BECHERIF, « Gestion de l’énergie d’un système hybride pile à combustible/batterie basée sur la commande optimale », Mediterranean Journal of Modeling and Simulation, Vol, N°: 03, pp: 10-24,2015.
- [19] Ngoc An Luu,” Control and management stratégies for a microgrid”,Thèse doctorat, université de Grenoble, France,2015.
- [20] E. Vinot, R. Trigui, and B. Jeanneret, “Optimal management of electric vehicles with a hybrid storage system,” IEEE Veh. Power Propuls. Conf, pp: 1–6, 2010.
- [21] Waleed Nwesaty. “LPV/Hinf control design of on-board energy management systems for electric vehicles”. Thèse doctorat, université de Grenoble, France,2015.
- [22] H Khayyam, et al,” Intelligent energy management in hybrid electric vehicles”, Energy Management journal, Vol , N° :22, pp:147-175, 2010.

- [23] A. Demircali et al, "Energy Management system for battery/ultracapacitor electric vehicle with Particle Swarm Optimization". ICRAES'16 Conference, El Hammamet, TUNISIE, 2016.
- [24] C. Vagg, C. J. Brace, S. Akehurst, and L. Ash, "Minimizing Battery Stress during Hybrid Electric Vehicle Control Design: Real World Considerations for Model-Based Control Development," IEEE Veh. Power Propuls. Conf., pp. 1–6, 2013.
- [25] B. Dagusé, "Modélisation analytique pour le dimensionnement par optimisation d'une machine dédiée à une chaîne de traction hybride à dominance électrique," Thèse de doctorat, Université Pierre et Marie Curie (Paris 6), 2013.
- [26] A. Sciarretta, M. Back, and L. Guzzella, "Optimal Control of Parallel Hybrid Electric Vehicles," IEEE Trans. Control Syst. Technol., Vol. 12, N°03, pp. 352–363, 2004.
- [27] M.El-sied, « Gestion de l'énergie et optimisation du système multi sources basée sur l'algorithme génétique ». Symposium de Génie Electrique, Cachan, France, 2014.
- [28] Sun C, Hu X, Moura SJ, Sun F. "Velocity predictors for predictive energy management in hybrid electric vehicles". IEEE Trans Control Syst Technol; Vol, N° : 23,, pp:1–8, 2014.
- [29] Altas IH, Sharaf AM."A novel maximum power fuzzy logic controller for photovoltaic solar energy systems." Renew Energy, Vol, N° :33, pp: 388–399, 2008.
- [30] Altin N, Sefaİ. "dSPACE based adaptive neuro-fuzzy controller of grid interactive inverter." Energy Convers Manag, Vol, N°: 56, pp: 130–139, 2012.
- [31] C. Zheng and W. Lin, "Self-Optimizing Energy Management Strategy for Fuel-Cell / Ultracapacitor Hybrid Vehicles," Int. Conf. Veh. Expo, USA, pp : 87–93, 2013.
- [32] P. Thounthong, P. Sethakul, S. Rael, and B. Davat, "Control of fuel cell/battery/supercapacitor hybrid source for vehicle applications" IEEE Int. Conf. Ind. Technol., pp : 1–6, Feb. 2009.
- [33] F. R. Salmasi, "Control Strategies for Hybrid Electric Vehicles: Evolution, Classification, Comparison, and Future Trends," IEEE Trans. Veh. Technol., Vol. 56, N° 5, pp. 2393–2404, Sep. 2007.
- [34] M. C. Kisacikoglu, M. Uzunoglu, and M. S. Alam, "Fuzzy Logic Control of a Fuel Cell /Battery/Ultra-capacitor Hybrid Vehicular Power System," IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, pp. 591–596, 2007.
- [35] M. H. Hajimiri and F. R. Salmasi, "A Fuzzy Energy Management Strategy for Series Hybrid Electric Vehicle with Predictive Control and Durability Extension of the Battery", IEEE Conf. Electric. Hybrid Vehicle, pp. 1–5, Dec. 2006.

- [36] A. Wang, "Design of Energy Management Strategy in Hybrid Vehicles by Evolutionary Fuzzy System Part I: Fuzzy Logic Controller Development," 6th World Congr. Intell. Control Autom. pp. 8324–8328, 2006.
- [37] M. Zandi, "Contribution au pilotage des sources hybrides d'énergie électrique," Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2010.
- [38] Q. Li, W. Chen, Y. Li, S. Liu, and J. Huang, "Energy management strategy for fuel cell/battery/ultracapacitor hybrid vehicle based on fuzzy logic," Int. Journ. Electr. Power Energy Syst, Vol. 43, N^o. 1, pp. 514–525, Dec. 2012.
- [39] M. Ibrahim, "Approche adaptative de réseau de neurones autorégressifs non linéaires et de transformée en ondelettes pour la gestion temps réel de l'énergie dans les véhicules hybrides", Journées des jeunes chercheurs en génie électrique (JCGE), 2013.
- [40] J. Moreno, M. E. Ortuzar, and J. W. Dixon, "Energy-management system for a hybrid electric vehicle, using ultracapacitors and neural networks," IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 53, N^o. 2, pp. 614–623, Apr. 2006.
- [41] M. Ortuzar, J. Moreno, and J. Dixon, "Ultracapacitor-Based Auxiliary Energy System for an Electric Vehicle: Implementation and Evaluation" IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 54, N^o. 4, pp. 2147–2156, Aug. 2007.
- [42] Y. Ates, O. Erdinc, M. Uzunoglu, and B. Vural, "Energy management of an FC/UC hybrid vehicular power system using a combined neural network-wavelet transform based strategy," Int. J. Hydrogen Energy, Vol. 35, No. 2, pp. 774–783, Jan. 2010.
- [43] J. Lagorce, "Modélisation, dimensionnement et optimisation des systèmes d'alimentation décentralisés à énergie renouvelable - application des systèmes multi-agents pour la gestion de l'énergie", Thèse de doctorat, Université de Technologie de Belfort-Montbéliard, 2009.
- [44] Messalti Sabi et al. "A new neural networks MPPT controller for PV systems", Sixth Int Renew Energy Congr (IREC'2015), pp:154-216, 2015.
- [45] B.Abdelali, "Contribution A La Commande Optimale D'un Générateur Photovoltaïque-moteur BLDC Sans Capteur", Thèse de doctorat, Université de Batna, 2014.
- [46] Y. Wang, K. S. Chen, J. Mishler, S. C. Cho, and X. C. Adroher, "A review of polymer electrolyte membrane fuel cells: technology, applications, and needs on fundamental research," Applied Energy, Vol., N^o: 88, pp. 981-1007, 2011.

- [47] R. F. Mann, "Development and application of a generalized steady-state electrochemical model for a PEM fuel cell," *Journal of Power Sources*, Vol., N°: 86, pp. 173-180, 2000.
- [48] Busquet S & al., 'A new approach to empirical electrical modelling of a fuel cell, an electrolyser or a regenerative fuel cell', *Journal of Power Sources*, Vol., N°: 134, pp. 41-44, 2004.
- [49] C. W. Tan and M. Jamri, "Modeling and control of a photovoltaic energy system using the state-space averaging technique," *American Journal of Applied Sciences*, Vol., N° : 7, pp.682-691, 2010.
- [50] Ropp, M.E. and S. Gonzalez," Development of a MATLAB/simulink model of a single-phase grid connected photovoltaic system." *IEEE Trans. Energy Convers.*, 24: pp: 195-202., 2009.
- [51] Jean-Paul Ferrieux et François Forest, " Alimentations à découpages, convertisseurs à résonnance ". édition Dunod, Paris, 1999.
- [52] M. Abdelkrim, " Commande Par Les Techniques Intelligentes D'un Système Photovoltaïque Connecté Au Réseau ". Thèse de doctorat , Université de Biskra, 2016.
- [53] Boualaga R, Amar B, Ammar M, Loron L. Parameters and states estimation with linear quadratic regulator applied to uninterruptible power supplies (UPS) ", 32th Annual IEEE Conference on Industrial Electronics. Paris, pp : 2055–2060, 2006.
- [54] A.Yasin et al, " Fuzzy logic based management of A Stand-Alone hybrid generator", *IEEE conference Publications*, 2011 Int. Conf. on Clean Elec. Power (ICCEP), Italy pp:690-696, 2011.
- [55] A. Menadi, S. Abdeddaim, A. Betka and M. T. Benchouia, " Real Time Implementation of A Fuzzy Logic Based MPPT Controller for Grid Connected Photovoltaic System," *International Journal of Renewable Energy Research (IJRER)*, Vol. 5, pp. 236-244, 2015.
- [56] P. E. Kakosimos and A. G. Kladas, "Implementation of photovoltaic array MPPT through fixed step predictive control technique," *Renewable energy*, Vol. 36, pp. 2508- 2514, 2011.
- [57] A. Menadi, S. Abdeddaim, A. Ghamri, and A. Betka, "Implementation of fuzzy-sliding mode based control of a grid connected photovoltaic system," *ISA transactions*, Vol. 58, pp. 586-594, 2015.

- [58] Bizon Nicu, Oproescu Mihai, Raceanu Mircea. " Efficient energy control strategies for a stand-alone renewable/fuelcell hybrid power source", Energy Convers Manag, Vol,N°:90 pp: 93-110, 2015.
- [59] A. AKRAD, "Analyse et synthèse d'un contrôleur numérique pour la commande tolérante aux défauts du capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de doctorat, Orsay, Université Paris-Sud XI, 2010.
- [60] S. M. Hasan, I.Husain," A Luenberger–sliding mode observer for online parameter estimation and adaptation in high-performance induction motor drives", IEEE transactions on industry applications, Vol. 45, No. 2, 2009.
- [61] M. Boukhniher and A. Raisemche, "Fault tolerant control for induction motor in electrical vehicle", in Proc. IEEE Int. Conf. Control Appl., Dubrovnik, Croatia, pp: 136–141, Oct. 2012.
- [62] A. Raisemeche, M. Boukhniher, C. Larouci, D. Diallo, "Fault Tolerant Control to Mechanical Sensor Failures for Induction Motor Drive: A Comparative Study of Voting Algorithms", IEEE Industrial Electronics Conference, Vienne, pp: 1-8, 2013.
- [63] S.Medjmadj, « Méthodes et outils d'aide à la décision en vue de la commande tolérante aux défauts des entraînements électriques ». Thèse de doctorat, université de Sétif, 2015.